

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Conversão de um Renault Twingo em Veículo Eléctrico: Sistema de Alimentação

Agostinho Manuel Afonso da Rocha

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Armando Sousa Araújo (Prof. Doutor)

31 de Julho de 2013

A Dissertação intitulada

“Conversão de um Renault Twingo em Veículo Eléctrico: Sistema de Alimentação”

foi aprovada em provas realizadas em 26-07-2013


o júri



Presidente Professor Doutor António José de Pina Martins
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor José Gabriel Oliveira Pinto
Investigador do Grupo de Energia e Eletrónica de Potência do Centro Algoritmi da
Escola de Engenharia da Universidade do Minho



Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Agostinho Manuel Afonso da Rocha

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

O principal objetivo desta dissertação consiste numa proposta para o sistema de alimentação a utilizar na transformação de um veículo de combustão interna em elétrico. Esta proposta recai sobre o dimensionamento do *pack* de baterias a utilizar e a realização do projeto do sistema de carga até à fase de prototipagem.

Ao longo desta dissertação é apresentado o estado da arte relativo a sistemas de armazenamento, carregamento e equilibradores. São também focados alguns pontos fundamentais, tais como normas de ligação dos veículos elétricos e respetivas formas de controlo e sincronização com a rede.

De seguida é apresentado uma análise dinâmica do veículo aplicada a um percurso típico. Desta análise resulta o cálculo das necessidades energéticas permitindo assim o dimensionamento do *pack* de baterias a utilizar. Relativamente ao sistema de carregamento é apresentada uma topologia que consiste num conversor AC/DC acoplado a um DC/DC, assim como o seu dimensionamento e os métodos de controlo a serem utilizados.

Validada a simulação, o passo seguinte consiste na implementação do carregador. Nesta fase são apresentados alguns resultados obtidos, nos testes realizados ao sistema, permitindo retirar algumas conclusões assim como uma possível validação do sistema dimensionado.

Abstract

This dissertation's main objective is the proposal of a new feeding system for vehicles with internal combustion turned into electric engines, particularly the design of the battery pack and charging system.

This dissertation starts with the presentation a state of the art on storage, charging and balancing systems. Some fundamental subjects like electric vehicles norms, control algorithms and means of synchronization with the grid are also focused.

Initially, a dynamic analysis of the vehicle during a typical course is presented. This analysis results the calculation of the vehicle energetic needs allowing from battery pack design. To charge the batteries, a topology for the charger is presented which consists of AC/DC/DC/DC system. Its sizing and control methods are also presented.

Once the simulation is validated, the next step is the implementation of the charger. In this phase, some of the obtained results during the system tests are presented, which allows to draw some conclusions, as well as a possible validation of the proposed system.

Agradecimentos

Começo por agradecer ao meu orientador, o Professor Doutor Armando Sousa Araújo pelo esforço e dedicação dado, não só ao longo desta dissertação assim como durante o meu percurso académico.

Ao meu padrinho, pais e irmãs pelos sacrifícios feitos de forma a me proporcionarem uma formação superior.

Aos meus amigos de Monção José, Tiago, Pedro, Luís, Tânia, Dany e Duarte pela amizade e por todo o apoio dado, prontos a ajudar nos momentos mais difíceis.

Aos colegas de laboratório, I002, o Professor Abel Ferreira, Eng. Carlos Silva, Eng. Vítor Sobrado e o Eng. Filipe Pereira pela grande ajuda no desenrolar desta dissertação, sem eles seria muito mais difícil a realização deste trabalho.

Por fim, não me esquecendo, os meus colegas de curso, Justino, Luís, Bruno, Filipe, Daniel, Rui, Luciano, Rita, Joana e Joel pela contribuição e ajuda ao longo desta caminhada permitindo-me concluí-la com sucesso.

A todos,
Muito Obrigado.

*“Há três métodos para ganhar sabedoria:
primeiro, por reflexão, que é o mais nobre;
segundo, por imitação, que é o mais fácil;
e terceiro, por experiência, que é o mais amargo.”*

Confúcio

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Estrutura	2
2	Estado da Arte	3
2.1	Sistema de Armazenamento de Energia	3
2.1.1	Baterias	3
2.1.2	Super Condensadores	5
2.2	Topologias de Carregadores	6
2.2.1	Conversores AC/DC	7
2.2.1.1	Retificador de Onda Completa Monofásico não Controlado . .	7
2.2.1.2	Retificador de Onda Completa Trifásico não Controlado	8
2.2.1.3	Conversor AC/DC Monofásico em Meia Ponte Transistorizado	8
2.2.1.4	Conversor AC/DC em Meia Ponte Trifásico Transistorizado . .	9
2.2.1.5	Conversor AC/DC em Ponte Completa Monofásico Transistori- zado	10
2.2.1.6	Conversor AC/DC em Ponte Completa Trifásico Transistorizado	11
2.2.1.7	Conversor AC/DC Multinível Monofásico	11
2.2.1.8	Conversor AC/DC Multinível Trifásico	12
2.2.2	Conversores DC/DC	13
2.2.2.1	Conversor DC/DC Abaixador - Elevador	13
2.2.2.2	Conversor DC/DC em Dupla Meia Ponte	14
2.2.2.3	Conversor DC/DC Dupla Ponte Ativa	14
2.3	Ligação dos veículos elétricos à rede	15
2.3.1	Modos de Carregamento e Funções	15
2.3.2	Tipos de Ligações	16
2.4	Controlo	17
2.4.1	Conversor	17
2.4.1.1	Modulação por Largura de Pulso Único	17
2.4.1.2	Modulação por Largura de Pulso Múltiplo	17
2.4.1.3	Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais	18
2.4.1.4	Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais Modificado . . .	18
2.4.1.5	Modulação Trapezoidal	19
2.4.1.6	Modulação em Escada	19
2.4.1.7	Modulação Degrau	20
2.4.1.8	Modulação por Injeção de Harmónicos	20
2.4.1.9	Modulação Delta	21

2.4.2	Ligação à rede	21
2.4.2.1	Sincronização com a Rede	21
2.4.2.2	Controlo Proporcional Integral	22
2.4.2.3	Controlo Proporcional Ressonante	22
2.4.2.4	Controlo por Histerese	23
2.4.2.5	Controlo Vetorial	23
2.5	Sistema de Gestão das Baterias	23
2.5.1	Sistemas de Equilíbrio Passivos	24
2.5.2	Sistemas de Equilíbrio Ativos	25
2.5.2.1	Topologias <i>Capacitor Based</i>	25
2.5.2.2	Topologias <i>Inductor/Transformer Based</i>	26
2.5.2.3	Topologias <i>Converter Based</i>	27
2.6	Conclusão	29
3	Sistema de Armazenamento de Energia	31
3.1	O <i>Renault Twingo</i>	31
3.2	Análise Dinâmica do Veículo	32
3.2.1	Resistência do Ar	32
3.2.2	Força Gravítica	33
3.2.3	Atrito Cinético	33
3.2.4	Inércia	34
3.2.5	Potência do Veículo	34
3.2.6	Energia	34
3.2.7	Transmissão	34
3.3	Percurso	35
3.4	Resultado	36
3.5	Conclusão	38
4	Sistema de Carga de Baterias	39
4.1	Arquitetura do Sistema de Carga	39
4.2	Conversor AC/DC	40
4.2.1	Conversor AC/DC em Ponte Completa	40
4.2.2	Controlo Vetorial	43
4.3	Conversor DC/DC	45
4.3.1	Conversor Abaixador - Elevador	45
4.3.2	Controlo	47
4.4	Conclusão	48
5	Dimensionamento e Simulação do Sistema de Carga	49
5.1	<i>Software</i> Utilizado	49
5.2	Dimensionamento do Sistema de Carga	49
5.3	Simulação do Conversor AC/DC	51
5.3.1	Conversor AC/DC em Ponte Completa	51
5.3.2	Controlo Vetorial	52
5.3.3	Resultados de Simulação	55
5.4	Simulação do Conversor DC/DC	60
5.4.1	Conversor DC/DC Elevador - Abaixador	60
5.4.2	Controlo	61
5.4.3	Resultados de Simulação	63

5.5	Simulação do Sistema de Carga	65
5.5.1	Carregamento de Baterias	66
5.5.2	Injeção de corrente na rede	68
5.6	Discretização do Modelo do Sistema	70
5.6.1	Carregamento de Baterias	71
5.6.2	Injeção de corrente na rede	73
5.7	Conclusão	75
6	Implementação e Resultados	77
6.1	Implementação do Carregador	77
6.1.1	Plataforma de Controle	77
6.1.2	Circuitos de Potência	78
6.1.3	Circuitos de Isolamento e <i>Drive</i>	78
6.1.4	Dissipador	79
6.1.5	Aquisição e Condicionamento	81
6.1.5.1	Aquisição	81
6.1.5.2	Condicionamento de Sinal	83
6.1.6	Circuitos de Proteção	85
6.1.7	Controle	90
6.2	Testes e Resultados	95
6.2.1	Conversor AC/DC	96
6.2.2	Conversor DC/DC	98
6.3	Conclusão	100
7	Conclusões e Trabalho Futuro	101
7.1	Satisfação dos Objetivos	101
7.2	Trabalho Futuro	102
A	Montagem	103
	Referências	105

Lista de Figuras

2.1	Constituição genérica de uma bateria [2]	4
2.2	Constituição genérica dos super condensadores [1]	5
2.3	Modo Indutivo [6]	6
2.4	Fluxo de energia - Unidirecional e Bidirecional (adaptada de [5])	7
2.5	Retificador de Onda Completa Monofásico - Ponte de Díodos	8
2.6	Retificador de Onda Completa Trifásico - Ponte de Díodos	8
2.7	Conversor AC/DC Meia Ponte Monofásico Transistorizado	9
2.8	Conversor AC/DC Meia Ponte Trifásico Transistorizado	10
2.9	Conversor AC/DC Ponte Completa Monofásico Transistorizado	10
2.10	Conversor AC/DC Ponte Completa Trifásico Transistorizado	11
2.11	Conversor AC/DC Multinível Monofásico	12
2.12	Conversor AC/DC Multinível Trifásico	13
2.13	Conversor DC/DC Abaixador - Elevador	13
2.14	Conversor DC/DC Dupla Meia Ponte	14
2.15	Conversor DC/DC Dupla Ponte Ativa	15
2.16	Modulação por Largura de Impulso Único (adaptada de [10])	17
2.17	Modulação por Largura de Pulso Múltiplo (adaptada de [10])	18
2.18	Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais (adaptada de [10])	18
2.19	Modulação por Largura de Pulso Sinusoidais Modificada (adaptada de [10])	19
2.20	Modulação Trapezoidal [10]	19
2.21	Modulação Escada [10]	20
2.22	Modulação Degrau [10]	20
2.23	Modulação por Injeção de Harmónicos [10]	21
2.24	Modulação Delta [10]	21
2.25	Controlo por Histerese [15]	23
2.26	Diagrama resumo das topologias dos equilibradores [18]	24
2.27	<i>Shunting resistor</i> [18]	24
2.28	Topologias <i>Capacitor Based</i> [18]	25
2.29	Topologias <i>Inductor/Transformer Based</i> [18]	26
2.30	Topologias <i>Converter Based</i> [18]	28
3.1	Renault Twingo [19]	31
3.2	Análise Dinâmica do veículo [21]	32
3.3	Percurso NEDC - Relação Velocidade/Tempo [21]	36
3.4	Resultado das necessidades energéticas do <i>Renault Twingo</i> no percurso NEDC	37
3.5	Bateria <i>Lithium-Polymer</i>	38
4.1	Diagrama de blocos do Sistema de Carga	39

4.2	Conversor AC/DC em Ponte Completa	40
4.3	Modulação SPWM Bipolar (adaptado de [23])	41
4.4	Modulação SPWM Unipolar (adaptado de [23])	42
4.5	Tensão à saída do inversor com comando PWM unipolar [23]	42
4.6	Espectro Harmônico [23]	43
4.7	Circuito Equivalente da Ligação do Conversor AC/DC à rede	43
4.8	Circuito Equivalente após transformação $\alpha - \beta$ para $d - q$	44
4.9	Malha de Controlo Vetorial [16]	45
4.10	Conversor DC/DC Abaixador - Elevador	45
4.11	Conversor DC/DC Abaixador - Elevador: Modo Abaixador	46
4.12	Conversor DC/DC Abaixador - Elevador: Modo Elevador	46
4.13	Conversor DC/DC Abaixador - Elevador: Corrente na Bobina	47
4.14	Controlo do Conversor DC/DC (adaptado de [24])	48
5.1	Simulação do Conversor AC/DC: Circuito de Potência	51
5.2	Simulação do Conversor AC/DC: Circuito de Modulação SPMW	52
5.3	Simulação do Controlo Vetorial	52
5.4	Bloco responsável pela ligação ao PSIM	53
5.5	<i>Phase Locked Loop</i> (PLL)	53
5.6	Blocos de Transformação de Coordenadas	54
5.7	Controlo de Tensão	54
5.8	Controlo de Corrente	55
5.9	Saída do Bloco PLL - Fase na Rede	55
5.10	Saída do Bloco PLL - Fase na Rede Poluída	56
5.11	Componente da corrente i_α e i_β	56
5.12	Componente da corrente i_d e i_q	57
5.13	Modulação SPWM e Saída de Tensão à saída do Inversor	57
5.14	Tensão no barramento DC (300 V)	58
5.15	Tensão, a vermelho e Corrente, a azul, na Rede	58
5.16	Fator de Potência	59
5.17	Análise de Fourier da forma de onda da corrente na rede	59
5.18	Simulação do Conversor DC/DC Elevador - Abaixador: Circuito de Potência	60
5.19	Simulação do Conversor DC/DC: Circuito de Modulação PWM	60
5.20	Simulação do Controlo do Conversor DC/DC	61
5.21	Controlo em Tensão aos terminais do pack de baterias	61
5.22	Seletor de Modo de Funcionamento	62
5.23	Modos do Conversor DC/DC	63
5.24	Carregamento de Baterias	64
5.25	Descarga de Baterias	65
5.26	Circuito de Potência do Carregador	66
5.27	Controlo do Carregador	66
5.28	Perfil de carga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede	67
5.29	Perfil de carga das baterias: Tensão no barramento DC	67
5.30	Perfil de carga das baterias: Tensão no pack de baterias	68
5.31	Perfil de carga das baterias: Corrente nas Baterias	68
5.32	Perfil de descarga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede	69
5.33	Perfil de descarga das baterias: Tensão no barramento DC	69
5.34	Perfil de descarga das baterias: Tensão no pack de baterias	70
5.35	Perfil de descarga das baterias: Corrente nas Baterias	70

5.36	Blocos Discretos	71
5.37	Perfil de carga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede	71
5.38	Perfil de carga das baterias: Tensão no barramento DC	72
5.39	Perfil de carga das baterias: Tensão no pack de baterias	72
5.40	Perfil de carga das baterias: Corrente nas Baterias	73
5.41	Perfil de descarga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede	73
5.42	Perfil de descarga das baterias: Tensão no barramento DC	74
5.43	Perfil de descarga das baterias: Tensão no pack de baterias	74
5.44	Perfil de descarga das baterias: Corrente nas Baterias	74
6.1	Plataforma de Controlo: DSP F28335	77
6.2	Módulo de IGBTs SK 25 GH 063	78
6.3	Circuito de Isolamento dos Sinais de Controlo	79
6.4	Circuito de Drive	79
6.5	Circuito térmico: Conversor AC/DC	80
6.6	Circuito térmico: Conversor DC/DC	81
6.7	Sensor de Tensão	82
6.8	Sensor de Corrente	83
6.9	Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Tensão AC	83
6.10	Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Corrente AC	84
6.11	Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Tensão DC	84
6.12	Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Corrente nas Baterias	85
6.13	Comparador com Histerese	86
6.14	<i>Flip-Flop</i> tipo RS	86
6.15	Circuito de Proteção AC	87
6.16	Proteção AC - Diagrama de Blocos	87
6.17	Circuito de Proteção DC	88
6.18	Proteção DC - Diagrama de Blocos	88
6.19	Circuito de <i>Drive</i> do Tiristor	89
6.20	Circuito Temporizador	89
6.21	Circuito de <i>Drive</i> para o Contactor	90
6.22	Programa de Controlo - Principal	90
6.23	Bloco de Aquisição	91
6.24	<i>Soft - Start</i>	92
6.25	<i>Soft - Start</i> : Máquinas de Estados	93
6.26	Bloco de sincronismo com a rede	93
6.27	Subsistemas de Controlo	94
6.28	Subsistema PWM	94
6.29	Teste ao subsistema Sincronismo CH1: Sinal do LEM de Tensão CH2:Saída Digital	95
6.30	Tempo Morto dos Sinais em PWM	96
6.31	Teste ao Conversor AC/DC: Referência de corrente 1 A CH1: Leitura do Sensor de Tensão CH2: Leitura do Sensor de Corrente	97
6.32	Teste ao Conversor AC/DC: Referência de corrente 2 A CH1: Leitura do Sensor de Tensão CH2: Leitura do Sensor de Corrente	97
6.33	FFT da corrente de saída do inversor	98
6.34	Teste ao Conversor DC/DC: Modo Abaixador CH1: Tensão aos terminais do IGBT inferior CH2: Corrente nas Baterias	99
6.35	Teste ao Conversor DC/DC: Modo Elevador CH1: Tensão aos terminais do IGBT inferior CH2: Corrente nas Baterias	100

A.1	Aspeto geral da Montagem do Carregador	103
-----	--	-----

Lista de Tabelas

2.1	Tabela resumo das características das Baterias e Super Condensadores [1–4] . . .	6
3.1	Tabela resumo das características do <i>Renault Twingo</i> dCi 85	32
3.2	Parâmetros utilizados no dimensionamento	36
3.3	Comparação entre os vários tipos de baterias	37
3.4	Características das células	38
5.1	Características da Tomada da Rede Elétrica Nacional	50
6.1	Resistências utilizadas nos sensores de Tensão	82
6.2	Tabela de verdade	86
6.3	Testes ao Conversor DC/DC: Modo Elevador	99

Abreviaturas e Símbolos

Abreviaturas

AC	<i>Alternating Current</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DSP	<i>Digital Signal Processors</i>
EVSE	<i>Electric Vehicle Supply Equipment</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
NEDC	<i>New European Driving Cycle</i>
NiMH	<i>Nickel-Metal Hydride Batteries</i>
Ni-Zn	<i>Nickel-Zinc Batteries</i>
Ni-Cd	<i>Nickel-Cadmium Batteries</i>
PF	<i>Power Factor</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Lock Loop</i>
PR	Proporcional Ressonante
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
SCs	Super Condensadores
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VE	Veículo Elétrico
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>

Símbolos

A_{front}	Área Frontal do Veículo
C_{drag}	Coefficiente de Fricção
c_{rr}	Coefficiente de resistência de rolamento
D	<i>Duty cycle</i>
f_g	Força gravítica
f_I	Inércia
f_n	Reação Normal
f_{rr}	Atrito Cinético
f_{wind}	Força do Vento
K_p	Ganho Proporcional
K_i	Ganho Integral
m	Índice de Modulação
M_{car}	Massa do veículo
P_s	Potência do motor eléctrico
P_t	Potência total do veículo
ρ_{air}	Densidade do ar
r_{wheel}	Raio da roda
T_t	Binário de Tração
v_{car}	velocidade do veículo
v_{wind}	velocidade do ar
ω_S	velocidade angular no eixo do motor
ω_W	velocidade angular

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Cada vez mais o Homem necessita de se mobilizar. Atualmente, devido a esta necessidade, a nossa dependência aos combustíveis fósseis tem vindo a aumentar. Porém, um dos grandes problemas desta dependência prende-se com o facto de esta fonte de energia não ser renovável, podendo um dia mais tarde vir a esgotar. Para além da escassez, as reservas de petróleo não se encontram uniformemente distribuídas pelo planeta podendo causar conflitos de ordem sócio-económica.

É urgente que a humanidade conjugue esforços que defendam a preservação do ambiente com vista a garantir a sustentabilidade, a vida à face da terra e a paz entre as nações. Impõe-se que o Homem descubra novas tecnologias alternativas capazes de solucionar estes problemas sem comprometer as necessidades atuais.

A contrariar estes problemas, tem-se vindo a assistir a vários progressos na área automóvel, nomeadamente no re-aparecimento de veículos elétricos que têm como objetivo reduzir a dependência aos combustíveis fósseis assim como minimizar os níveis de poluição.

Daqui vem o meu incentivo à escolha deste assunto como tema associado à minha dissertação.

1.2 Objetivos

Nesta dissertação pretende-se o desenvolvimento do sistema de alimentação para um Veículo Elétrico (VE). Como base, será utilizado um *Renault Twingo*. De uma forma mais detalhada, os objetivos deste trabalho são os seguintes:

- Estudo do estado da arte relativo a baterias e super condensadores;
- Estudo das necessidades energéticas para percursos típicos de cidade e estrada;
- Escolha das baterias a utilizar;
- Estudo e dimensionamento do carregador de baterias a utilizar;

- Implementação e testes ao sistema.

1.3 Estrutura

Esta Dissertação encontra-se dividida em 7 capítulos. Neste primeiro capítulo foram apresentados a motivação e os objetivos.

O Capítulo 2, ilustra o estado da arte relativo a sistemas de armazenamento de energia, topologias de carregadores, formas de controlo e sistemas de equilíbrio de baterias. É também abordada a norma de ligação de VE à rede.

De seguida, no Capítulo 3, é feita uma análise dinâmica ao veículo com o intuito de calcular as necessidades energéticas, ao longo de um percurso típico, permitindo o dimensionamento do sistema de armazenamento de energia.

O Capítulo 4 faz uma apresentação teórica do sistema de carga de baterias, apresentando topologias e métodos de controlo a serem utilizados.

No Capítulo 5 é feito o dimensionamento dos conversores. Além disso, são mostrados os modelos de simulações e respetivos resultados.

O Capítulo 6 é orientado à implementação prática, explicando montagens utilizadas e apresentado os resultados obtidos.

Por fim, no Capítulo 7, serão apresentadas as conclusões ao trabalho aqui apresentado.

Capítulo 2

Estado da Arte

Neste Capítulo será apresentado o estado de desenvolvimento atual. Para tal, foi desenvolvido um trabalho de pesquisa que permitiu estudar as novas tecnologias associadas aos sistemas de alimentação dos VEs. Inicialmente, na Secção 2.1, serão apresentados os sistemas de armazenamento de energia. De seguida, na Secção 2.2, serão discutidos alguns conceitos e topologias utilizadas ao nível de carregadores sendo apresentados, na Secção 2.3, alguns pontos essenciais da norma existente relativa à ligação dos VEs à rede. Após um estudo sob a norma é feita, na na Secção 2.4, uma pequena descrição sobre as formas de controlo, tanto para a ligação à rede como para os conversores. Para terminar, na Secção 2.5, são apresentadas as topologias associadas aos sistemas de equilíbrio de baterias.

2.1 Sistema de Armazenamento de Energia

Num VE o sistema de armazenamento de energia apresenta-se como uma elemento fulcral. A sua capacidade de armazenamento e entrega de energia determina a eficiência do veículo [1]. Assim, é necessário estudar e avaliar os tipos de tecnologias associados, quer baterias ou Super Condensadores (SCs) de modo a encontrar uma solução apropriada. Esta avaliação é baseada em algumas características tais como a densidade de energia, a densidade de potência, dimensões, fiabilidade e custo.

2.1.1 Baterias

As baterias são um elemento armazenador de energia química para mais tarde ser convertida em energia elétrica a fim de ser entregue ao VE conforme as suas necessidades. Assim, durante as operações de carga, ou descarga, ocorrem no seu interior reações de oxidação, ou redução, das partes ativas, resultando assim respetivamente na adição ou remoção de iões. Uma bateria é tipicamente constituída por dois eléctrodos, um positivo e outro negativo, o eletrólito, meio responsável pela condução dos iões, entre os dois eléctrodos, e o separador que divide fisicamente as secções com diferentes polaridades. As partes ativas são definidas pelos eléctrodos. A Figura 2.1 representa a configuração interna de uma bateria [2].

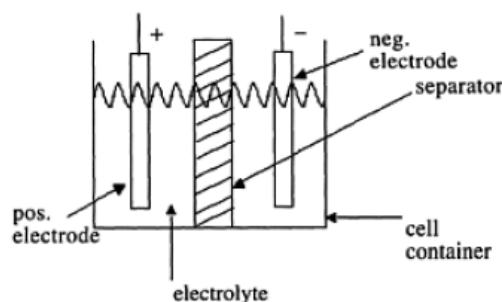


Figura 2.1: Constituição genérica de uma bateria [2]

Apesar de ainda apresentarem algumas limitações, as baterias têm vindo a ser utilizadas, em grande escala, como o componente principal de um sistema de armazenamento de energia num VE. Como forma de combater essas limitações, as baterias são um componente sujeito a um constante desenvolvimento pois, à medida, que vão aparecendo novos materiais, ou topologias de VEs, as necessidades energéticas vão alterando. De seguida, são apresentadas alguns tipos de baterias atualmente utilizadas [1–4].

- **Lead-Acid:** As baterias *Lead-Acid* são constituídas a partir de chumbo (elétrodo positivo) e óxido de chumbo (elétrodo negativo) mergulhados em ácido sulfúrico diluído (eletrólito). Apesar da grande quantidade de chumbo utilizado, que representa um elevado risco ambiental, estas baterias são usadas devido ao baixo custo, à facilidade de construção, possibilidade de trabalhar com altas tensões e por serem confiáveis. Como obstáculos à sua utilização destaca-se o facto de terem um ciclo de vida bastante limitado, baixo rendimento a temperaturas baixas e baixa energia específica;
- **Nickel-Metal Hydride:** Estas baterias apresentam uma densidade energética duas vezes superior às baterias *Lead-Acid*. Quimicamente, são formadas por um elétrodo positivo de hidróxido de níquel, e por uma mistura de Vanádio, titânio, níquel e outros metais constituindo o elétrodo negativo. Para o eletrólito é usada uma solução alcalina.

As vantagens da utilização destas baterias passam por utilizar componentes menos prejudiciais para o ambiente, capacidade de trabalhar com altas tensões, tempo de vida longo e extensa gama de temperaturas a que podem operar. Como desvantagem, estas baterias, quando submetidas a cargas e descargas repetitivas a elevada corrente, têm o seu tempo de vida reduzido em cerca de 200 a 300 ciclos. O ponto ótimo de operação destas baterias obtem-se para descargas entre 20% a 50% da capacidade total;

- **Lithium-Ion:** O elétrodo positivo é constituído por metais à base de lítio e o negativo por grafite carbono. Estes elétrodos encontram-se envolvidos num eletrólito de sais de lítio dissolvidos em carbonetos orgânicos. Estas baterias têm elevada densidade energética, número elevado de ciclos, reduzidas dimensões e elevada eficiência;

- **Lithium Polymer:** Devido à sua construção, estas baterias são conhecidas por baterias sólidas. O aparecimento deste tipo de baterias surgiu do desenvolvimento das baterias de *Lithium-Ion*. Da sua constituição fazem parte um eletrodo negativo, feito em dióxido de cobalto lítio, um eletrodo negativo de carbono cristalizado. Para o eletrólito é usado $LiPF_6$ e solventes orgânicos. As vantagens da utilização destas baterias resumem-se a elevado potencial eletroquímico, reduzido peso, elevada densidade de energia e extenso tempo de vida.
- **Nickel-Cadmium:** A constituição destas baterias consiste em um eletrodo positivo de hidróxido de níquel e um eletrodo negativo de hidróxido de cádmio embebidos num eletrólito alcalino. São robustas, são recicláveis, têm uma elevada densidade energética e não necessitam de elevada manutenção. Apesar das suas vantagens, o preço representa uma dificuldade à sua utilização.

2.1.2 Super Condensadores

Os SCs baseiam-se em condensadores convencionais com uma densidade energética muito superior, permitindo que estes desempenham uma função semelhante à das baterias. Comparativamente com as baterias, estes destacam-se pela não existência de reações químicas no desempenho das suas funções. Nos SCs, a energia é armazenada em duas placas, separadas por um isolante e colocadas numa geometria paralela uma em relação à outra, tal como se pode ver na Figura 2.2.

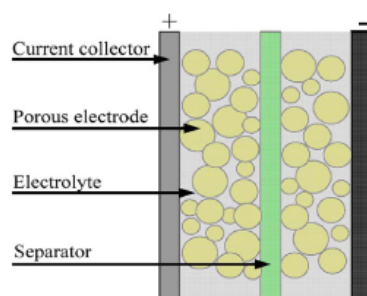


Figura 2.2: Constituição genérica dos super condensadores [1]

Atualmente existem várias tecnologias em desenvolvimento passíveis de serem utilizadas na construção dos SCs sendo obtida a melhor densidade energética com eletrodos baseados em compostos de carbono e eletrólitos orgânicos. Normalmente, os super condensadores são utilizados a fim de armazenarem a energia resultante do processo de regeneração por parte do motor elétrico. Esta utilização resulta das vantagens dos SCs que são elevada densidade de potência, baixa resistência interna e elevada eficiência. A grande desvantagem consiste no preço [1, 2].

Na Tabela 2.1 é feita uma síntese das principais características das Baterias e SCs.

Tabela 2.1: Tabela resumo das características das Baterias e Super Condensadores [1–4]

Tipo	Densidade Energética (Wh/kg)	Densidade Potência (W/L)	Ciclos	Preço
Lead - Acid	20 – 50	10 – 400	500 – 1000	Baixo
Nickel-Metal Hydride	50 – 90	320	300 – 2000	Alto
Lithium-Ion	75 – 200	250 – 340	1000	Alto
Lithium Polymer	> 300	> 200	> 1000	Alto
Nickel-Cadmium	50 – 75	60	2000 – 2500	Alto
Super Condensadores	2 – 10	2k – 15k	—	Alto

2.2 Topologias de Carregadores

Os carregadores dos VE podem ser divididos em dois grupos conforme a sua localização [5]:

- **Carregamento *on-board*:** O projeto deste tipo de carregadores é feito com vista à sua integração no veículo, tendo em atenção a dimensão, peso e custo. A um nível energético, são utilizados em cargas lentas que podem ser efetuadas nas residências;
- **Carregamento *off-board*:** São equiparados às estações de combustíveis, existentes para os veículos que utilizam combustíveis fósseis. Tipicamente, não existe preocupação, em termos de projeto, com as dimensões e peso. Destina-se a cargas rápidas.

Quanto à forma como o veículo é ligado à rede, o carregamento *on-board* pode ser ainda dividido em dois modos. Estes são [5]:

- **Modo Condutivo:** O contacto entre o VE e a rede é realizado de uma forma convencional ou seja, por intermédio de um cabo elétrico, ficha e tomada;
- **Modo Indutivo:** A transferência de energia entre a rede elétrica e o VE, é feita sem contacto, por acoplamento eletromagnético, Figura 2.3. As vantagens deste método consistem em ser mais conveniente para o utilizador e proporcionar isolamento galvânico. Como desvantagem apresenta uma menor eficiência, maior custo e grande área de instalação.

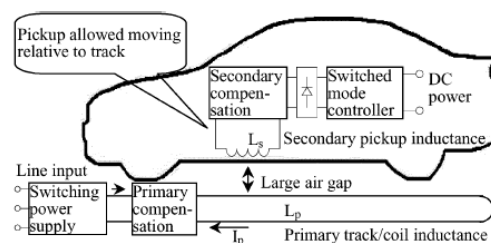


Figura 2.3: Modo Indutivo [6]

A escolha da topologia do conversor influencia o fluxo de energia no sistema de alimentação de um VE. Assim, os carregadores podem ser [5]:

- **Unidirecionais:** A energia flui da rede para o veículo, ou seja, permite unicamente o carregamento de baterias, *Grid-to-Vehicle* (G2V). Neste tipo de ligação à rede são utilizadas topologias mais simples tanto para os conversores como para o controlo;
- **Bidireccionais:** Permitem tanto o carregamento de baterias G2V como também a injeção de corrente na rede, *Vehicle-to-Grid* (V2G). Quando comparados com os carregadores unidirecionais, as topologias do circuito e de controlo são mais complexas.

Na Figura 2.4 são apresentados os subsistemas principais e respetivas trocas de energia, que fazem parte de um carregador unidirecional e bidirecional.

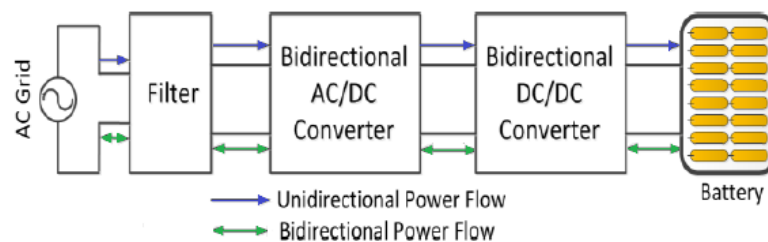


Figura 2.4: Fluxo de energia - Unidirecional e Bidirecional (adaptada de [5])

Num carregador, a energia da rede sofre algumas transformações. Em primeiro lugar e após passagem por um filtro, é convertida em DC. De seguida, é colocado um conversor DC/DC que adapta o nível de tensão às baterias e controla o fator de potência do sistema, PFC. No caso do conversor bidirecional, ocorre o processo inverso, ou seja, a tensão DC contida nas baterias passa por um conversor DC/DC, reajustando a tensão, e é entregue a um inversor que transforma a tensão DC em AC. Antes de ser entregue à rede, a tensão AC é filtrada por forma a cumprir os requisitos de injeção na rede [7].

De seguida, na secção 2.2.1 são apresentadas as várias topologias de conversores AC/DC utilizadas em carregadores. A introdução aos conversores DC/DC têm lugar na Secção 2.2.2.

2.2.1 Conversores AC/DC

2.2.1.1 Retificador de Onda Completa Monofásico não Controlado

A Figura 2.5 representa um retificador de onda completa monofásico não controlado.

O retificador é constituído por um conjunto de 4 díodos. Os díodos D1 e D3 são ligados com o cátodo ao mesmo potencial, constituindo assim um comutador mais positivo. Por outro lado, os díodos D2 e D4 constituem um comutador mais negativo pois têm os ânodos ligados no mesmo ponto.

Quanto ao funcionamento deste conversor, o comutador mais positivo acompanha sempre o valor mais positivo da onda de entrada, conduzindo o diodo ao qual é aplicado uma tensão superior no ânodo, enquanto que o comutador mais negativo acompanha o valor da mais negativa das tensões [5].

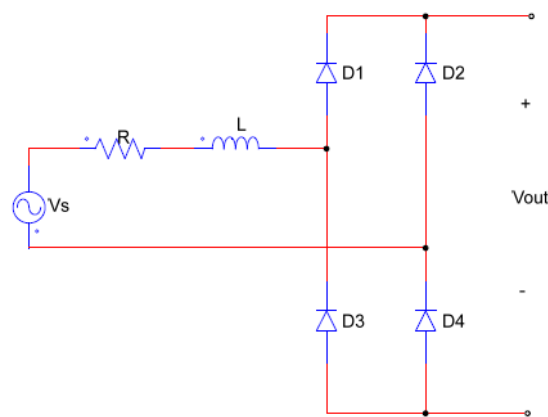


Figura 2.5: Retificador de Onda Completa Monofásico - Ponte de Díodos

2.2.1.2 Retificador de Onda Completa Trifásico não Controlado

A Figura 2.6 mostra a configuração do circuito Retificador de Onda Completa Trifásico. O seu modo de funcionamento assemelha-se ao da sua versão monofásica, apresentada na secção 2.2.1.1.

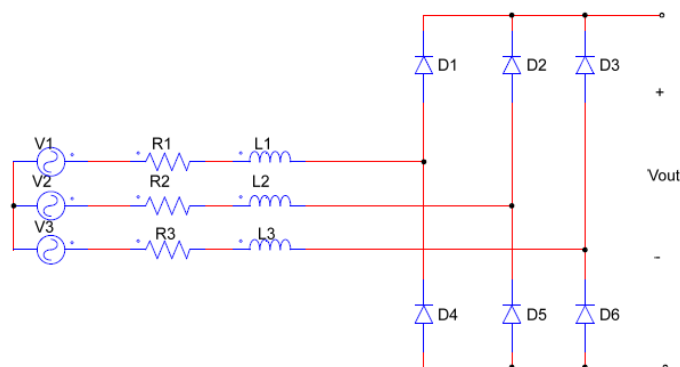


Figura 2.6: Retificador de Onda Completa Trifásico - Ponte de Díodos

A simplicidade e o número reduzido de semicondutores são as grandes vantagens destas topologias. Mas, como não é possível haver nenhum controlo sob os semicondutores, estas apenas podem ser usadas em carregadores unidireccionais.

2.2.1.3 Conversor AC/DC Monofásico em Meia Ponte Transistorizado

Na Figura 2.7 pode ver-se a topologia de um conversor AC/DC monofásico em meia ponte transistorizado.

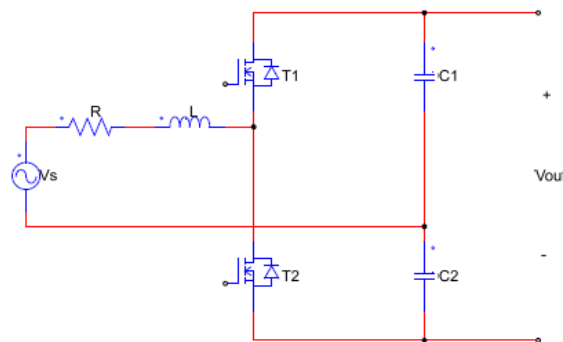


Figura 2.7: Conversor AC/DC Meia Ponte Monofásico Transistorizado

O princípio de funcionamento deste conversor baseia-se em dois estados:

- **Carregamento de baterias(G2V):** — O conversor funciona como retificador. Os interruptores, T_1 e T_2 , são deixados em aberto. Assim, a corrente flui da rede para as baterias através dos díodos, disposto em antiparalelo. Quando $V_s > 0$ o díodo superior conduz e carrega as baterias a partir de C_1 . Quando $V_s < 0$, o díodo inferior entra em condução e a carga é alimentada a partir de C_2 . A tensão do lado DC é igual ao dobro da tensão de pico V_s . É importante referir que é possível controlar o nível de tensão entregue às baterias, controlando o tempo em que os interruptores estão abertos/fechados;
- **Injeção de corrente na rede(V2G):** — Para a injeção de corrente na rede, o conversor funciona como um inversor, transformando a tensão DC das baterias em tensão AC. Esta transformação é feita com base no controlo dos interruptores, por exemplo, por meio de um sinal *Pulse width modulation* (PWM). Neste controlo, é importante garantir que no mesmo instante T_1 e T_2 não são fechados em simultâneo [7].

2.2.1.4 Conversor AC/DC em Meia Ponte Trifásico Transistorizado

A Figura 2.8 apresenta a topologia do conversor AC/DC em Meia Ponte Trifásico Transistorizado. O seu modo de funcionamento é semelhante ao conversor AC/DC Meia Ponte Monofásico Transistorizado referido na secção 2.2.1.3. A grande diferença reside no aumento do número de componentes necessários.

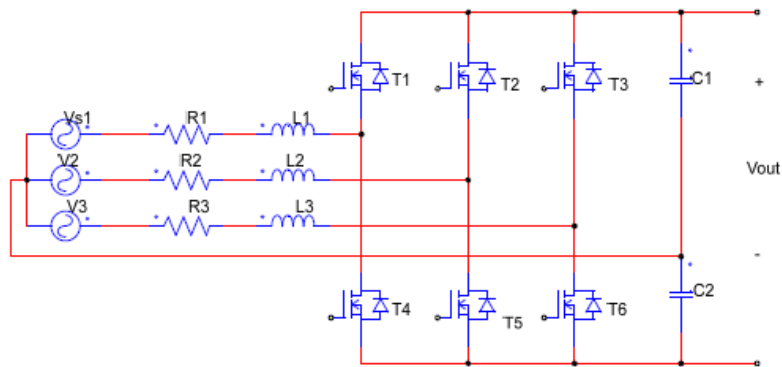


Figura 2.8: Conversor AC/DC Meia Ponte Trifásico Transistorizado

As vantagens dos conversores AC/DC em meia ponte baseiam-se na simplicidade da topologia e o uso de um número reduzido de componentes. Por outro lado, os semicondutores estão sujeitos a níveis elevados de *stress*, podendo ser necessário incluir novos semicondutores em paralelo. A grande desvantagem deste conversor prende-se com o facto de produzir demasiados harmónicos tal leva à colocação de um filtro que trás um aumento do custo para potências mais elevadas [7].

2.2.1.5 Conversor AC/DC em Ponte Completa Monofásico Transistorizado

O conversor AC/DC em Ponte Completa Monofásico Transistorizado está representado na Figura 2.9.

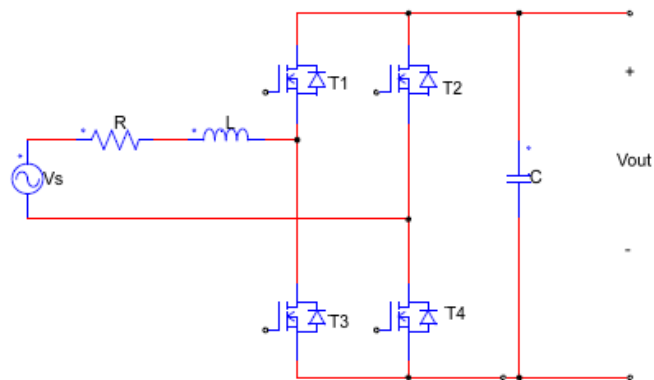


Figura 2.9: Conversor AC/DC Ponte Completa Monofásico Transistorizado

Modos de funcionamento do conversor:

- **Carregamento de baterias(G2V):** — Interruptores deixados em aberto, permitindo os díodos, em antiparalelo, fornecer energia às baterias. Quando V_s é positiva, D1 e D4 ficam diretamente polarizados e entram em condução. No caso em que a tensão V_s é negativa, D2 e D3 entram em condução. A carga das baterias é feita por meio do Condensador C na

saída do conversor e a tensão entregue é aproximadamente igual à tensão V_s . Tal como o conversor AC/DC Meia Ponte Monofásico, secção 2.2.1.5, é possível controlar o valor de tensão DC através do controlo dos interruptores T1 a T4.

- **Injecção de corrente na rede(V2G):** — Neste modo os interruptores são comutados aos pares, (T1, T4) e (T2, T3). O controlo destes pares de interruptores é feito através de dois sinais em PWM, complementares. Com este controlo é possível obter três níveis diferentes de tensão, $+V_{dc}$ quando (T1, T4) fechados e (T2, T3) abertos, $-V_{dc}$, no caso oposto e zero quando T1 e T2 ou T3 e T4 fechados. A única restrição para a comutação é que no mesmo instante não podem estar fechados ambos os interruptores no mesmo ramo, ou seja T1 e T3 ou T2 e T4.

2.2.1.6 Conversor AC/DC em Ponte Completa Trifásico Transistorizado

Relativamente ao funcionamento de um conversor AC/DC em Ponte Completa Trifásico Transistorizado, este assemelha-se à versão monofásica, descrita na secção 2.2.1.5. A Figura 2.10 representa a topologia deste conversor.

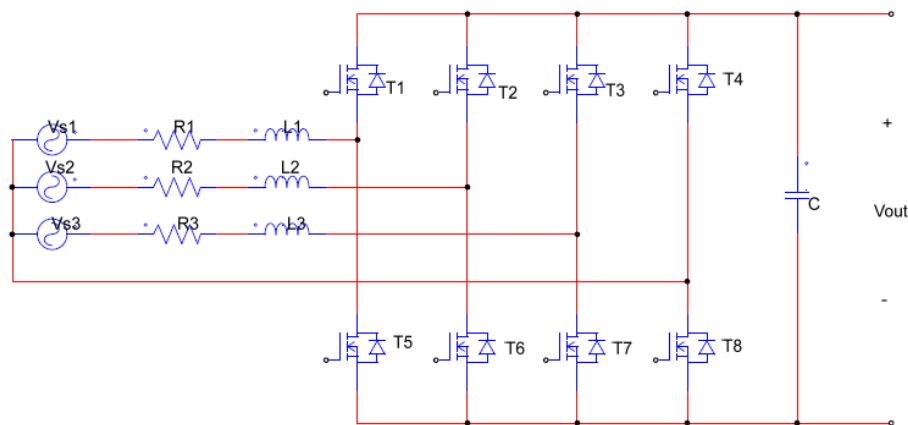


Figura 2.10: Conversor AC/DC Ponte Completa Trifásico Transistorizado

Nos conversores AC/DC em ponte completa, o aumento de componentes traduz-se numa redução do *stress* dos semicondutores, comparativamente com os conversores AC/DC em meia ponte. Como desvantagem, este aumento pode ser visto como um incremento no custo e na complexidade do controlador aplicado. Existe também a necessidade de inclusão de um filtro, para a redução do conteúdo harmónico, que trará um aumento do custo do conversor quando utilizado em potências elevadas [7].

2.2.1.7 Conversor AC/DC Multinível Monofásico

De seguida, na Figura 2.11, é apresentado o conversor AC/DC Multinível Monofásico.

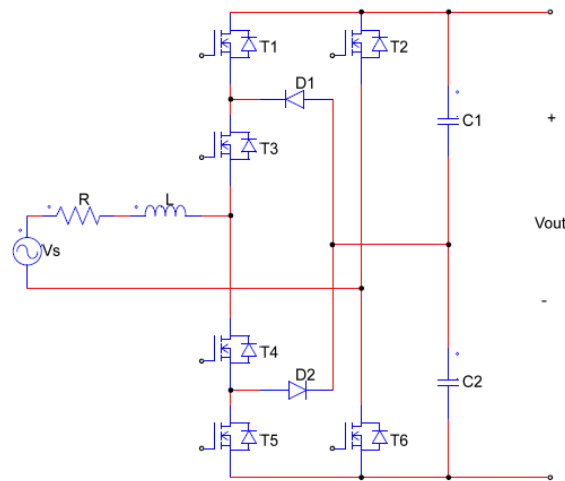


Figura 2.11: Conversor AC/DC Multinível Monofásico

- **Carregamento de Baterias (G2V):** — Os interruptores são deixados em aberto. Assim, quando a tensão da rede é positiva, os díodos dos interruptores T1, T3 e T6 entram em condução. Por outro lado, quando a tensão de entrada é negativa, os díodos T2, T4 e T5 ficam diretamente polarizados e entram em condução. Na saída do conversor, teremos uma tensão V_{out} igual à amplitude da rede;
- **Injeção de corrente na rede (V2G):** — Este conversor permite a injeção de cinco níveis de tensão diferentes na rede. Quando os interruptores T1, T3 e T6 são fechados é enviada para a rede uma tensão igual à tensão DC, V_{dc} . No caso de T4, T5 e T2 fecharem é aplicada na rede uma tensão $-V_{dc}$. A colocação dos Díodos D1 e D2 permitem uma comutação dos interruptores T3 e T6 ou T4 e T2 resultando na injeção de $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ na rede [7].

Este conversor combina, no seu funcionamento, as operações realizadas pelo conversor AC/DC em Meia Ponte Monofásico, apresentado na secção 2.2.1.3, e do conversor AC/DC em Meia em Ponte Completa, Secção 2.2.1.5.

2.2.1.8 Conversor AC/DC Multinível Trifásico

O conversor AC/DC Multinível Trifásico, Figura 2.12, apresenta um princípio de funcionamento semelhante à sua versão monofásica, secção 2.2.1.7.

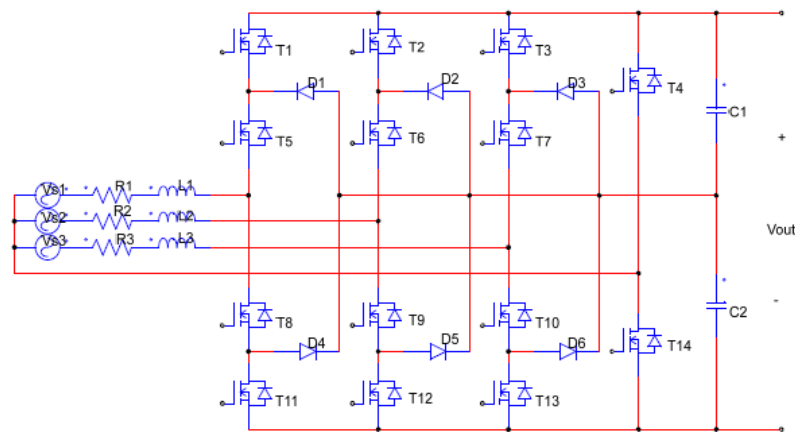


Figura 2.12: Conversor AC/DC Multinível Trifásico

Relativamente às vantagens do conversor AC/DC de 3 níveis temos a diminuição do stress nos semicondutores e a necessidade de um filtro de ligação à rede menos complexo. Por outro lado, o custo e a complexidade do controlo são maiores devido ao aumento dos componentes, quando comparados com outras topologias [7].

2.2.2 Conversores DC/DC

2.2.2.1 Conversor DC/DC Abaixador - Elevador

Na Figura 2.13 está representada a topologia de um conversor DC/DC Abaixador - Elevador (*Buck - Boost*).

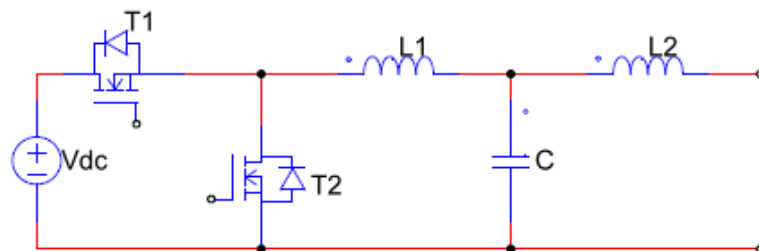


Figura 2.13: Conversor DC/DC Abaixador - Elevador

Uma vez que é um conversor bidirecional, o seu funcionamento assenta em:

- **Carregamento de Baterias (G2V):** — Durante o carregamento das baterias, o conversor da Figura 2.13 opera no regime *buck* - abaixador. O MOSFET T2 é desligado e o conversor funciona com a comutação on/off de T1 e respetiva roda livre pelo díodo de T2. A tensão entregue às baterias depende da taxa de comutação que é imposta em T1 e é sempre igual ou inferior à tensão de entrada do conversor;

- **Injeção de corrente na rede(V2G):** — O conversor atua como um *Boost* - Elevador. O interruptor T1 é deixado em aberto enquanto o MOSFET T2 comuta. A respetiva roda livre é feita pelo diódo associado a T1. A tensão entregue à rede é sempre superior à tensão das baterias.

Esta topologia apresenta um número reduzido de componentes. O modo de funcionamento como abaixador e elevador pode ser vantajoso em algumas aplicações onde exista a necessidade de adaptar os níveis de tensão [7].

2.2.2.2 Conversor DC/DC em Dupla Meia Ponte

Na Figura 2.14 está representada a topologia do conversor DC/DC em Dupla Meia Ponte.

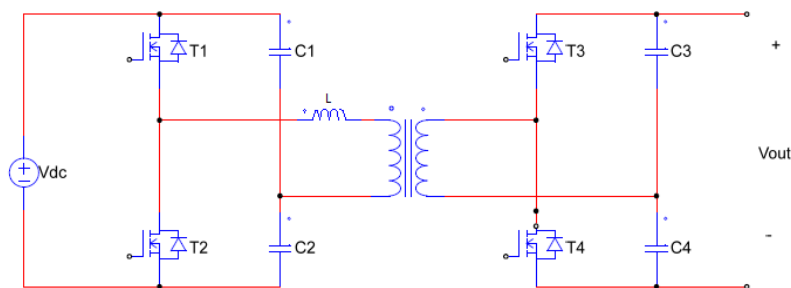


Figura 2.14: Conversor DC/DC Dupla Meia Ponte

O conversor baseia-se em dois conversores DC/DC em meia ponte, ligados por meio de um transformador. Este transformador confere isolamento galvânico e o seu volume diminui com o aumento da frequência à qual os interruptores comutam. O funcionamento deste conversor pode ser dividido em duas fases:

- **Carregamento de Baterias (G2V):** — Durante o carregamento, a meia ponte da direita converte a tensão DC em tensão AC, ou seja, funciona como um inversor. A meia ponte da esquerda comporta-se como um retificador, transformando a tensão AC novamente em DC;
- **Injeção de corrente na rede(V2G):** — A tensão presente nas baterias, DC, é convertida em tensão AC, na ponte do lado direito que opera em modo inversor. Do lado esquerdo, a meia ponte comporta-se como um retificador que transforma a tensão AC novamente em DC.

Esta topologia é vantajosa em situações em que se pretenda elevada eficiência, isolamento e um menor número de componentes. Como desvantagem, o *stress* aplicado aos componentes é elevado, quando comparado com outras topologias [8].

2.2.2.3 Conversor DC/DC Dupla Ponte Ativa

A Figura 2.15 representa o conversor DC/DC de Dupla Ponte Ativa.

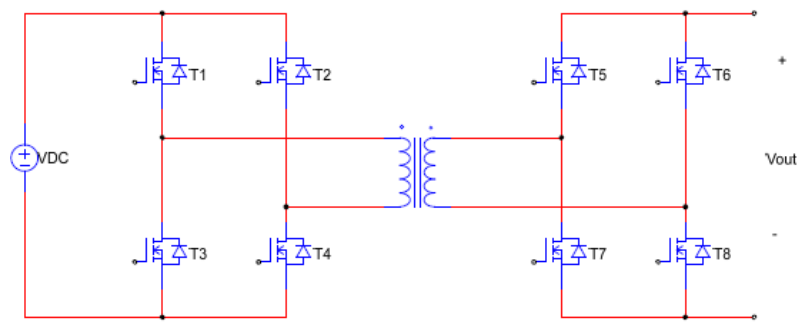


Figura 2.15: Conversor DC/DC Dupla Ponte Ativa

Este conversor assemelha-se ao da Secção 2.2.2.2, diferindo no número de componentes utilizados. Deste modo, o conversor é constituído por duas pontes completas ligadas por um transformador. O princípio de funcionamento consiste em:

- **Carregamento de Baterias (G2V):** — Para o modo G2V, a ponte da esquerda atua como um inversor (Conversão DC/AC). Para isso é realizado um controlo sobre os interruptores da ponte ligada ao primário do transformador. Na ponte do lado direito, a tensão AC é recebida através do transformador e é transformada novamente em DC. Assim, atua como um retificador por meio dos díodos em antiparalelo com os interruptores;
- **Injeção de corrente na rede(V2G):** — Na injeção de corrente, o conversor funciona de uma forma oposta, ou seja, a ponte do lado direito comporta-se como um inversor enquanto que a do lado esquerdo desempenha o papel de retificador.

A presença do transformador entre as duas pontes confere isolamento galvânico ao carregador e é uma das vantagens desta topologia. O controlo e a densidade de potência do conversor é elevada. Como desvantagem, há um maior número de componentes, que se traduz num maior custo, e há uma maior complexidade do controlador [7].

2.3 Ligação dos veículos elétricos à rede

Uma vez que o carregador é um meio de ligação entre o veículo e a rede, existem normas que ditam a forma como a comunicação entre os dois sistemas deve ser feita. Para tal, foi consultada a norma IEC 61851-1 onde são apresentados os requisitos no que diz respeito à conexão galvânica entre o veículo elétrico e a rede. De seguida são apresentados alguns aspetos importantes relativos a este trabalho [9].

2.3.1 Modos de Carregamento e Funções

A norma define 4 modos de carregamento:

- **Modo 1:** Limites de ligação monofásica estabelecidos em 16A e 250V (AC), 480V para trifásicos, via uma tomada convencional;
- **Modo 2:** Ligação à rede não excedendo 32A e 250V (AC), ou no caso trifásico 480V (AC) a partir de uma tomada convencional. O cabo utilizado na ligação deve garantir a proteção da instalação via a ligação à terra e conter mecanismo de proteção para pessoas;
- **Modo 3:** Carregamento efetuado via uma estação dedicada, EVSE, e o controlo, realizado pelo função piloto, estende-se ao equipamento ligado à rede;
- **Modo 4:** Ligação entre o VE e a fonte de energia realizada via um carregador externo, *off-board*.

Para os modos de carregamento 2, 3 e 4 são definidas algumas funções obrigatórias tais como:

- Verificação de que o veículo se encontra devidamente ligado;
- Verificação constante da continuidade do condutor ligado à terra;
- Alimentação, em tensão, do sistema;
- Interrupção da alimentação.

Para além das funções obrigatórias, constam também na norma um conjunto de funções opcionais (modos 2, 3 e 4):

- Seleção da taxa de carregamento;
- Determinação de requisitos para a área de carregamento, em termos de ventilação;
- Monitorização, em tempo real, da corrente disponível para abastecimento;
- Ligação/Libertação do acoplamento;
- Controlo bidirecional do fluxo de energia.

2.3.2 Tipos de Ligações

Outro aspeto importante da norma consiste na forma como é feita a ligação. Assim, são definidos 3 casos diferentes, que são:

- **Caso A:** Ligação feita de forma fixa do lado do VE e com conector para ligação à rede;
- **Caso B:** Neste caso tanto do lado do VE como da rede não existe uma ligação permanente, ou seja, é feita sempre por meio de um conector;
- **Caso C:** Ligação por meio de um cabo permanentemente ligado à fonte e com conector do lado do VE.

2.4 Controlo

2.4.1 Conversor

As formas de controlo de conversores, baseiam-se, normalmente, na comparação entre duas formas de onda, uma forma de onda repetitiva e uma outra de referência. O sinal criado para o controlo é normalmente sob a forma de impulsos obtidos por comparação entre estes dois sinais. Em seguida apresentam-se algumas dessas técnicas.

2.4.1.1 Modulação por Largura de Pulso Único

Tal como o nome desta técnica sugere, por cada meio período existe um impulso. Variando a largura de cada impulso é possível variar a tensão de saída. Para a criação do sinal de controlo é usada uma comparação entre um sinal de controlo, constante, com uma forma de onda repetitiva, onda triangular, tal como mostra a Figura 2.16. A frequência fundamental da tensão de saída do inversor é imposta pela frequência a que é gerada a forma de onda repetitiva.

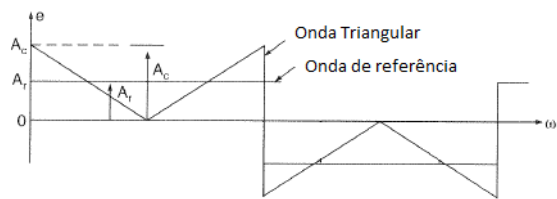


Figura 2.16: Modulação por Largura de Impulso Único (adaptada de [10])

Para ajustar a largura de cada impulso é necessário variar a tensão de controlo, A_r , desde 0V até a igualar à tensão triangular, A_c . A relação entre A_r e A_c é denominada de índice de modulação, m , expressão 2.1.

$$m = \frac{A_r}{A_c} \quad (2.1)$$

2.4.1.2 Modulação por Largura de Pulso Múltiplo

A Modulação por Largura de Pulso Múltiplo é semelhante à modulação descrita na secção 2.4.1.1. O sinal de controlo é obtido pela comparação de uma forma de onda repetitiva, onda triangular, com uma tensão de controlo, tensão constante. A única diferença consta no número de pulsos criados por período. A Figura 2.17 representa a comparação das ondas que formam o sinal de comando para o inversor.

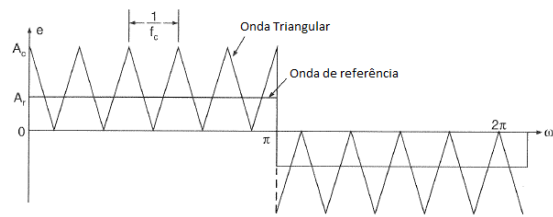


Figura 2.17: Modulação por Largura de Pulso Múltiplo (adaptada de [10])

A frequência da tensão AC, na saída do conversor, é igual a da forma de onda repetitiva usada para a construção dos sinais de controlo. A amplitude dos impulsos pode ser controlada a partir do índice de modulação, que pode variar numa gama de valores entre 0 e 1.

A vantagem da utilização deste método, face ao da Secção 2.4.1.1, consiste na atenuação do fator de distorção harmónica. Por outro lado, as perdas por comutação aumentam.

2.4.1.3 Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais

A Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais tem como objetivo criar vários pulsos uniformes de largura variável. Para isso, nesta técnica é feita a comparação de uma forma de onda repetitiva, triangular, com uma onda sinusoidal.

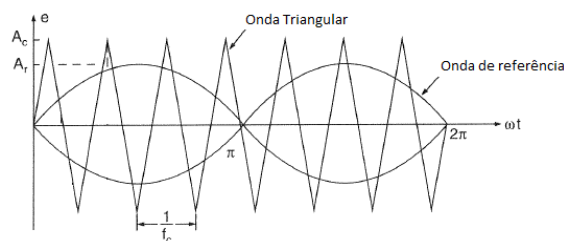


Figura 2.18: Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais (adaptada de [10])

Mais uma vez, as propriedades da onda de controlo, onda sinusoidal, refletem-se na tensão AC gerada, ou seja, a frequência é igual à da onda sinusoidal e a sua amplitude máxima, A_r , influencia o valor eficaz.

A vantagem de utilização desta técnica está na redução da distorção e de harmónicos.

2.4.1.4 Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais Modificado

A Modulação por Largura de Pulsos Sinusoidais Modificado está representada na Figura 2.19. A forma de onda repetitiva, comparativamente com a utilizada no SPWM, é modificada de forma a só ser aplicada durante o primeiro e o ultimo intervalo correspondente a 60° por semiciclo. Esta modificação deve-se a uma característica da onda sinusoidal que consiste em o seu valor não variar significativamente quando próxima do valor máximo.

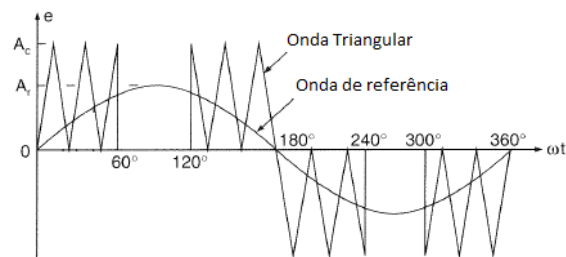


Figura 2.19: Modulação por Largura de Pulso Sinusoidal Modificada (adaptada de [10])

A vantagem da utilização deste método consiste na melhoria do conteúdo harmónico.

2.4.1.5 Modulação Trapezoidal

Esta técnica de modulação é feita a partir da comparação de uma onda trapezoidal com uma forma de onda triangular, repetitiva. Na Figura 2.20 estão representadas as formas de onda que geram o sinal de controlo.

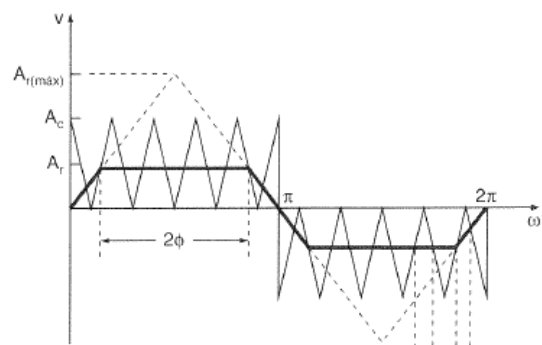


Figura 2.20: Modulação Trapezoidal [10]

Uma vantagem da utilização deste método de modulação consiste no aumento da tensão fundamental na saída, mas com presença de harmónicos de baixa ordem.

2.4.1.6 Modulação em Escada

Para esta modulação é necessário criar uma forma de onda em escada para o sinal de referência, Figura 2.21, em que o número de degraus é calculado de forma a melhorar a tensão de saída do conversor.

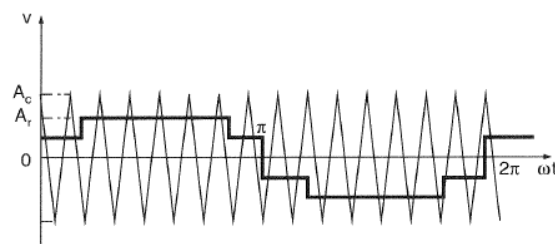


Figura 2.21: Modulação Escada [10]

Apesar do resultado deste método ser bom, não é aconselhável para aplicações em que o número de comutações é baixo [10].

2.4.1.7 Modulação Degrau

Como é mostrado na Figura 2.22, a onda de referência utilizada é em degrau. Apesar de se assemelhar, esta forma de onda não representa a amostragem de uma forma de onda sinusoidal. Cada um dos degraus é devidamente calculado.

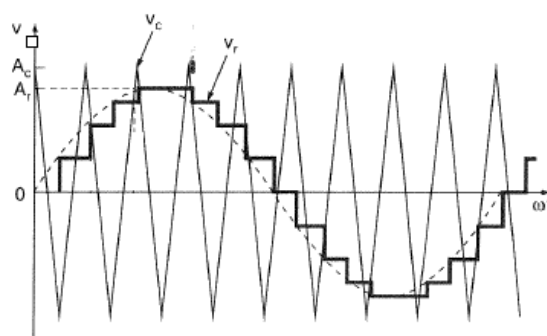


Figura 2.22: Modulação Degrau [10]

Este método de modulação apresenta bons resultados, baixa distorção, mas uma amplitude superior à frequência fundamental, quando comparado com outros métodos [10].

2.4.1.8 Modulação por Injeção de Harmônicos

São selecionados alguns harmônicos para a construção da onda sinusoidal, como representado na Figura 2.23.

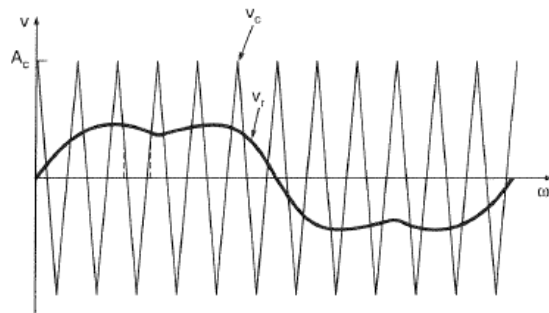


Figura 2.23: Modulação por Injeção de Harmónicos [10]

Esta técnica reduz a quantidade de sobremodulação e a distorção da onda de saída [10].

2.4.1.9 Modulação Delta

A modulação delta, mostrada na Figura 2.24, consiste em limitar a tensão de saída do conversor entre dois valores de referência, limite superior e inferior. Assim, sempre que a forma de onda triangular interseja os limites, o PWM criado altera o seu valor.

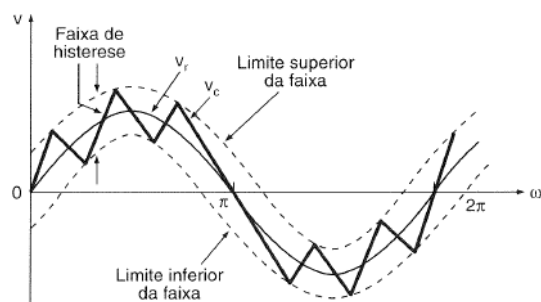


Figura 2.24: Modulação Delta [10]

Esta técnica é usada, por exemplo, em controlo de máquinas elétricas de corrente alternada [10].

2.4.2 Ligação à rede

Para não afetar as características da corrente na rede e o bom funcionamento da mesma, é necessário fazer um controlo sobre a corrente que é injetada. As técnicas mais utilizadas para esse efeito são apresentadas nas secções seguintes.

2.4.2.1 Sincronização com a Rede

Para um controlo efetivo e preciso sob a corrente a ser injetada é necessário, em primeiro lugar, conhecer as características da rede. Assim, é utilizado um mecanismo de sincronização entre o controlo e a rede denominado PLL, *Phase Lock loop*.

Num ponto de vista mais prático, o sistema PLL é utilizado para obter informação sobre a fase. Vulgarmente este método é utilizado em aplicações em que é essencial o controlo da parte ativa e reativa da corrente. Os métodos convencionais podem ser divididos em duas categorias [11]:

- **Single Phase:** A fase da rede é estimada a partir de um detetor de zeros no sinal da rede. O grande problema deste método consiste na impossibilidade de estimar continuamente a fase da rede;
- **Virtual Two Phase:** Utiliza duas tensões em que uma consiste numa medida da tensão do sinal de entrada e a segunda corresponde ao valor da fase. Este método tem a vantagem de ser facilmente implementado num processador digital.

2.4.2.2 Controlo Proporcional Integral

O controlo Proporcional Integral, vulgarmente conhecido por controlo PI, é um método clássico para problemas de controlo. A utilização deste método acarreta algumas desvantagens tais como a impossibilidade de seguir uma referência sinusoidal com erro nulo em regime permanente e reduzida capacidade de rejeição da perturbação. A equação 2.2 representa a função de transferência do controlador PI, em que K_p e K_i são respetivamente o ganho proporcional e integral.

$$G(s) = k_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.2)$$

Normalmente este método de controlo quando aplicado está associado a outros métodos, como por exemplo, o controlo vetorial apresentado mais à frente [12, 13].

2.4.2.3 Controlo Proporcional Ressonante

Desenvolvido a partir do controlo PI, o controlo Proporcional Ressonante, PR, é mais eficaz uma vez que permite obter um erro nulo em regime permanente apresenta maior eficácia no acompanhamento de um sinal de referência. A construção deste tipo de controlador assenta na introdução de um ganho infinito numa dada frequência, denominada ressonante. A equação 2.3 representa a função de transferência de um controlador PR em que K_p e K_i são as constantes do ganho proporcional e integral respetivamente e w_0 é a frequência ressonante.

$$G(s) = k_p + \frac{2K_i s}{s^2 + w_0^2} \quad (2.3)$$

Este método de controlo é utilizado em casos em que o controlo vetorial não é aplicável. Outra vantagem prende-se com o facto de não requerer elevados recursos computacionais [13, 14].

2.4.2.4 Controlo por Histerese

Para o controlo de corrente por histerese é utilizada uma referência que é comparada continuamente com a medida da corrente. Esta comparação dá origem a um sinal de erro, ao qual é adicionado um valor máximo e um valor mínimo permitido, criando assim uma banda de histerese. Assim, a corrente a ser enviada para a rede oscilará dentro da banda de histerese e sempre que um dos limites for atingido, é dada ordem uma nova ordem de comutação aos interruptores. A Figura 2.25 representa esta forma de controlo.

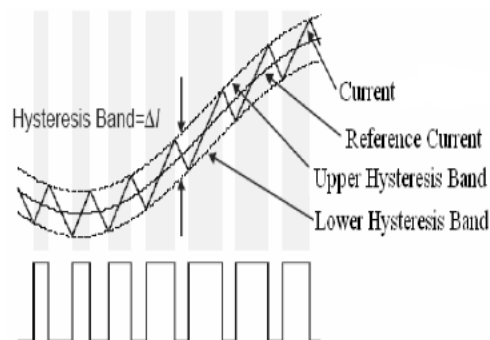


Figura 2.25: Controlo por Histerese [15]

É um método de fácil aplicação e implementação, robusto e com baixa distorção [15].

2.4.2.5 Controlo Vetorial

O Controlo Vetorial, também conhecido por transformação d-q, é um método de controlo vulgarmente utilizado no controlo de corrente. Isto deve-se ao facto de permitir o desacoplamento das componentes ativa e reativa da corrente controlando assim a potência ativa e reativa entregue à rede. Para isso, este método baseia-se na transformação vetorial no plano $\alpha - \beta$, plano estacionário, para um plano rotacional d - q.

As vantagens da utilização deste método são o elevado desempenho, diminuição da distorção na fase da corrente e a elevada precisão nos resultados obtidos [16].

2.5 Sistema de Gestão das Baterias

Para proteção do sistema de armazenamento de energia é utilizado um equilibrador de baterias. Para além deste objetivo, o equilibrador pretende prolongar o tempo de vida das baterias. As funções de um equilibrador passam por medição dos valores de tensão, corrente e temperatura nas baterias, estado de carga e saúde e determinação da carga restante.

Os sistemas de equilíbrio de baterias podem ser divididos em dois grandes grupos [17]

- **Passivo:** É retirada carga das células com mais energia e é dissipada numa resistência até ser atingido um equilíbrio;

- **Ativo:** A energia é transferida entre as células de maior carga para as de menor.

A Figura 2.26 mostra a divisão dos tipos de equilíbrio que existem e ainda as respectivas topologias.

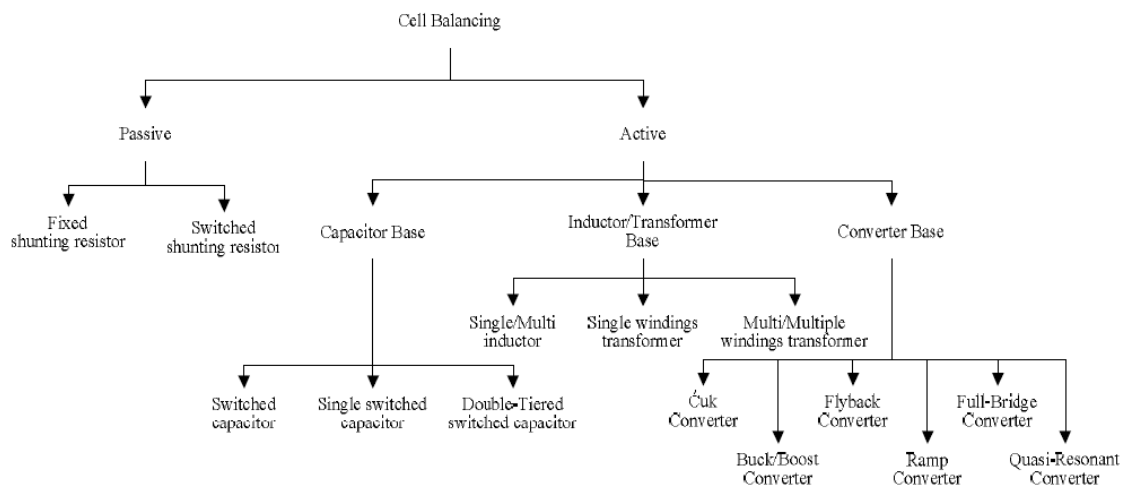


Figura 2.26: Diagrama resumo das topologias dos equilibradores [18]

De seguida, será explicado, de uma forma breve o princípio de funcionamento de cada uma das topologias e também as vantagens e desvantagens associadas.

2.5.1 Sistemas de Equilíbrio Passivos

Iniciando pelos sistemas de equilíbrio passivos existem duas topologias, a *Fixed Shunt Resistor* e a *Switched Shunt Resistor*. Estas topologias podem ser visualizadas na Figura 2.27.

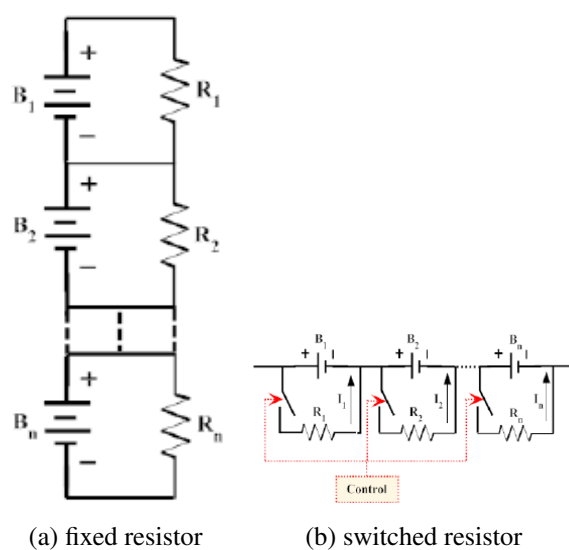


Figura 2.27: *Shunting resistor* [18]

- **Fixed Shunt Resistor** (Figura 2.27a): Evita que a corrente passe por todas as baterias, sendo as resistências colocadas de forma a limitar a tensão. É um método de fácil implementação e reduzida dimensão mas apresenta baixa eficiência. Normalmente é usado em baterias *Lead-Acid* e as que são baseadas em níquel;
- **Switched Shunt Resistor** (Figura 2.27b): A energia é retirada das células a partir de interruptores controlados, de um modo contínuo, ou seja, todos os interruptores são controlados por um mesmo sinal, quer por deteção onde o sinal de comando é dependente do estado das células. É um método simples e rápido, mas apresenta baixa eficiência e elevada dissipação de energia sob a forma de calor. Pode ser utilizado em baterias *Li-Ion*.

2.5.2 Sistemas de Equilíbrio Ativos

Quanto às topologias dos sistema de equilíbrio ativos existem os *capacitor based*, *inductor/transformer based* e *converter based*. Estas topologias vão ser descritas de seguida.

2.5.2.1 Topologias Capacitor Based

Na Figura 2.28 estão representadas topologias de equilibradores ativos *Capacitor Based*. O princípio geral destas topologias assenta na utilização de uma fonte de energia externa, condensadores, para absorver a diferença de energia entre as células [17].

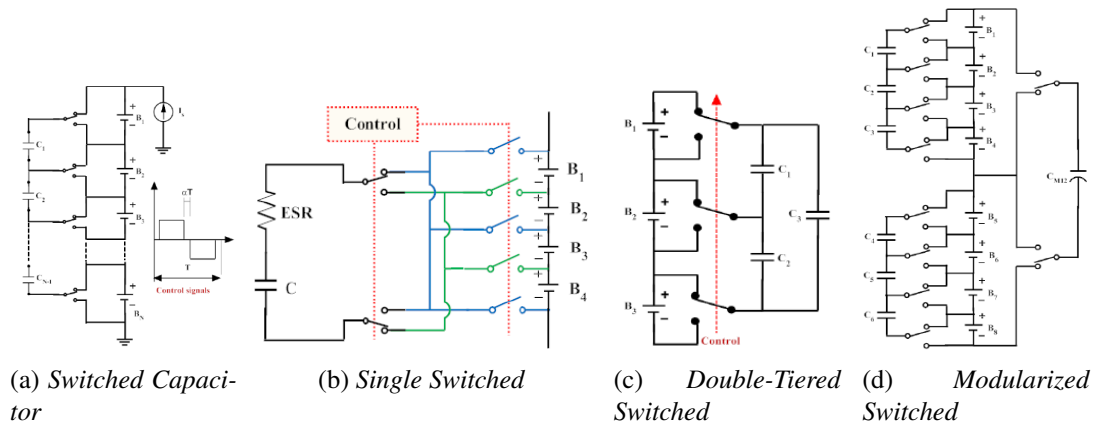


Figura 2.28: Topologias *Capacitor Based* [18]

- **Switched Capacitor** (Figura 2.28a): Permite um controlo simples, unicamente com dois estados e é utilizado tanto na carga como na descarga das células. São necessários $n - 1$ condensadores e $2n$ interruptores quando aplicado ao controlo de n células. O fácil controlo e o baixo nível de *stress* aos quais os interruptores estão sujeitos são as vantagens deste método. Porém é necessário um grande número de semicondutores e apresenta uma baixa taxa de compensação;

- **Single Switched** (Figura 2.28b): Nesta topologia é utilizado unicamente um condensador e $n + 5$ interruptores. A estratégia de controlo baseia-se em seleccionar a célula com maior e a com menor tensão para troca de energia. Consiste numa derivação do *switched capacitor* e apresenta as mesmas vantagens na sua utilização. Como desvantagens tem baixa velocidade de balanceamento;
- **Double-Tiered Switched** (Figura 2.28c): Topologia que deriva também da *Switched Capacitor* estando a diferença na utilização de dois condensadores para a transferência de energia, assim, para o balanceamento de n células são necessários n condensadores e $2n$ interruptores. Esta topologia reduz o tempo de balanceamento e é possível de utilizar na carga e descarga mas continua a necessitar de elevado número de semicondutores;
- **Modularized switched** (Figura 2.28d): As baterias são divididas em vários conjuntos em que é feito um equilíbrio dentro de cada módulo separado do equilíbrio do sistema geral. É uma topologia que obtém baixas correntes e tensões de *stress* mas necessita de um controlo complexo.

2.5.2.2 Topologias Inductor/Transformer Based

Na Figura 2.29 estão representadas as topologias para os equilibradores *Inductor/Transformer Based*. Neste tipo de balanceamento são utilizadas bobinas ou transformadores para transferir energia entre as células. De um modo geral, a utilização destes componentes oferece um tempo de processamento mais curto, mas frequências de comutação e custos superiores [17].

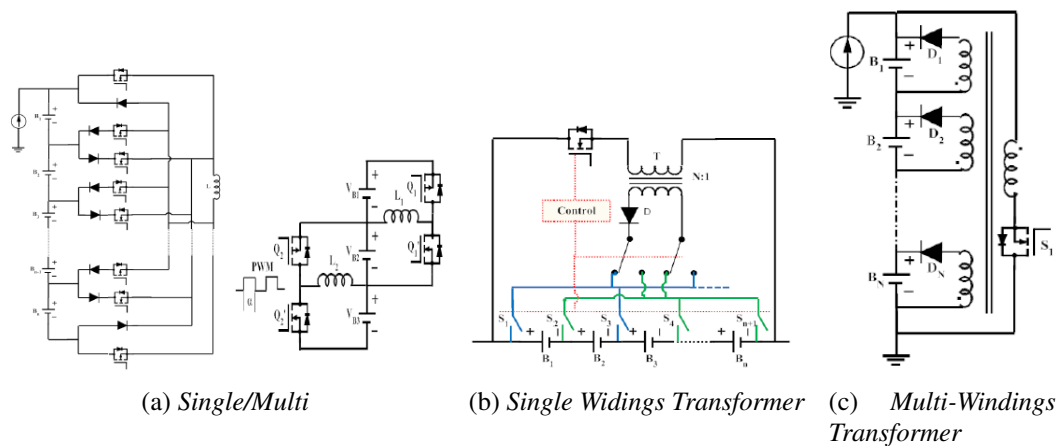


Figura 2.29: Topologias *Inductor/Transformer Based* [18]

- **Single/Multi-Inductor** (Figura 2.29a): Na versão *Single-Inductor* é apenas utilizada uma bobina para a transferência de energia. Esta transferência é realizada por meio dos interruptores ativos pelo controlo após leitura das tensões nas células. No caso *Multi-Inductor* são usadas $n - 1$ bobinas para o equilíbrio de n células. A estratégia de controlo consiste

na leitura da tensão diferencial entre duas células vizinhas usando então um sinal em PWM para selecionar a célula com maior tensão em primeiro lugar;

- **Single-Windings Transformer** (Figura 2.29b): Nesta topologia existem dois métodos de balanceamento. O *pack-to-cell* utiliza o transformador para enviar energia do conjunto de células para a célula com menor energia. O outro método chama-se *cell-to-pack* e consiste em retirar energia à célula com maior tensão e enviar para o conjunto de células. Esta topologia oferece rapidez no balanceamento e baixas perdas. Por outro lado, é necessário um controlo complexo;
- **Multi-Windings Transformer** (Figura 2.29c): Esta topologia utiliza um transformador com um enrolamento no primário e múltiplos no secundário. Dependendo da posição dos semicondutores é possível implementar dois circuitos. Na Figura 2.29c está representada o circuito *flyback* onde a energia é armazenada no transformador por meio do interruptor S1. Assim, a corrente criada do lado do secundário irá ser entregue às células com menor tensão (por meio dos díodos). O outro circuito é possível é o *forward* onde sempre que uma tensão diferencial é detetada, o interruptor associado à célula com maior tensão é ligado permitindo a transferência de energia por meio do transformador. É uma topologia com elevada velocidade de equilíbrio e não necessita de controlo em malha fechada, mas o controlo é de elevada complexidade e custo.

2.5.2.3 Topologias Converter Based

Alguns conversores podem ser utilizados como equilibradores, como é o caso do *Cûk*, *Buck/Boost*, *Flyback*, *Ramp*, *Full-Bridge* e *Quasi-Resonant*. Todas estas topologias oferecem um controlo total sobre o balanceamento mas um elevado custo e complexidade. Na Figura 2.30 são apresentadas as topologias *Converter Based* [17].

- **Cûk** (Figura 2.30a): Equilibra cada par de células vizinhas sendo necessário $n - 1$ circuitos individuais para equilibrar n células. Cada um destes circuitos tem 2 bobinas, 2 interruptores e 1 condensador. Topologia eficiente mas com controlo complexo acrescido de baixa velocidade;
- **Buck/Boost** (Figura 2.30b): Uma topologia *Buck/Boost* permite remover da célula com mais energia disponível, e armazenar em bobinas para mais tarde ser transferida para as células com menor energia. Esta topologia atinge uma boa velocidade de equilíbrio necessitando de um controlo complexo;
- **Flyback** (Figura 2.30c): Topologia utilizada em estruturas isoladas, permitindo uma configuração unidirecional ou bidirecional. Na configuração unidirecional a energia da célula mais carregada é armazenada no transformador assim que o par de interruptores é ligado e transferido para a bateria quando desligado. A estrutura bidirecional é mais flexível na transmissão de energia, pois permite também que a energia contida na bateria seja enviada

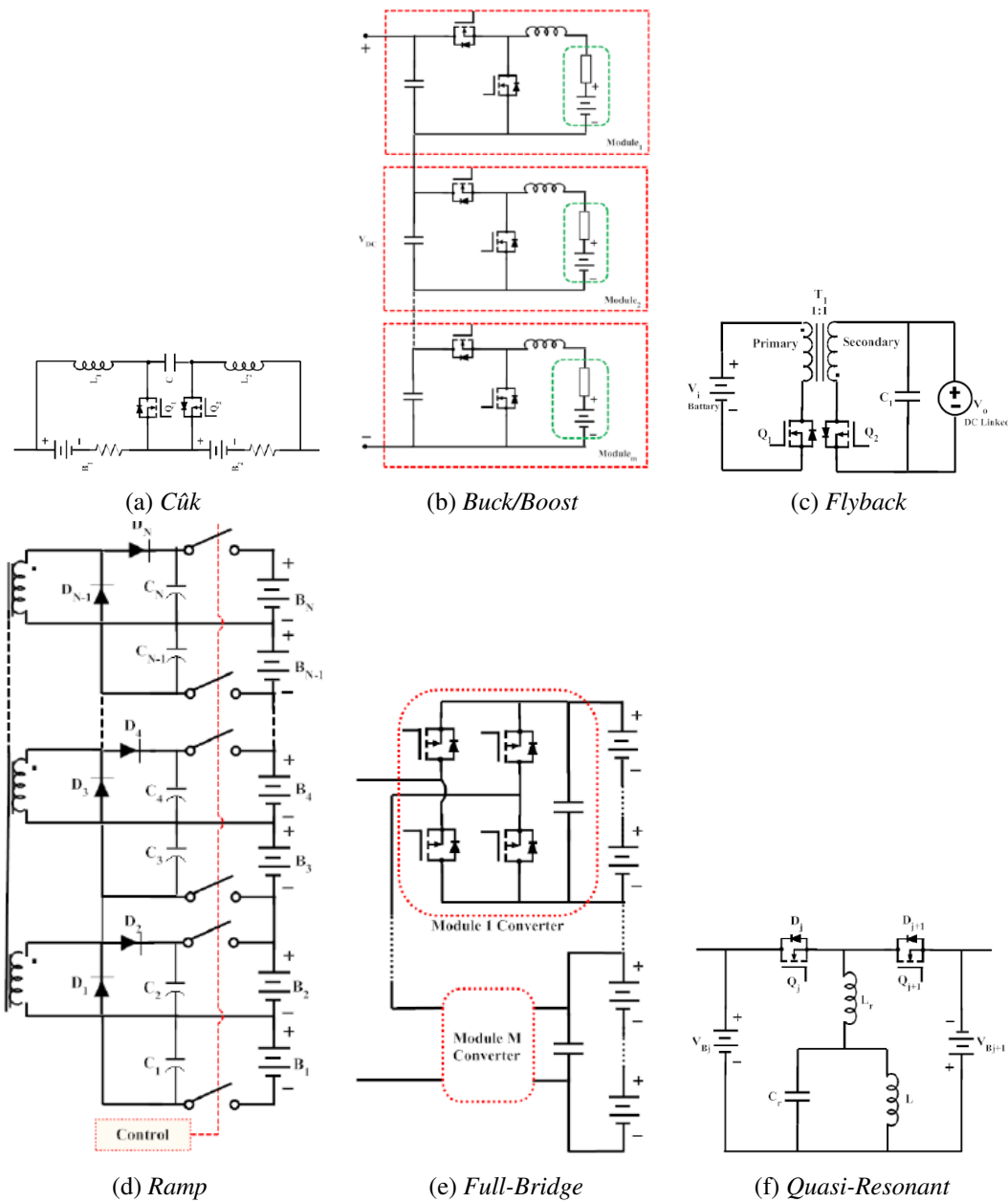


Figura 2.30: Topologias *Converter Based* [18]

para as células. É uma topologia de fácil implementação mas com velocidade relativamente baixa;

- **Ramp** (Figura 2.30d): Utiliza o mesmo princípio que o equilibrador *Multi-Windings Transformers* com a diferença que necessita de um transformador com um único enrolamento no secundário em vez de um por célula. O seu princípio de funcionamento baseia-se em que em metade do ciclo de operação as correntes são utilizadas para carregar as células com número ímpar com menor carga. Na outra parte do ciclo são alimentadas as células pares. A utilização desta topologia tem a vantagem de utilizar um número baixo de comutações.

Por outro lado, apresenta a desvantagem de necessitar de um controlo complexo;

- **Full-Bridge** (Figura2.30e): Esta topologia permite a utilização num modo AC/DC ou DC/DC. Para trabalhar nestas conversões de energia é necessário um controlo inteligente resultando em elevada eficácia em baterias com potências altas. Por outro lado, a utilização desta topologia apresenta um custo elevado;
- **Quasi-Resonant** (Figura2.30f): O circuito ressonante permite tanto a transferência de energia como também o controlo dos interruptores. Os condensadores e bobinas são dimensionados de forma a caracterizarem a função de comutação *zero current* para o equilíbrio simétrico e bidirecional. Com esta topologia reduzem-se as perdas por comutação aumentando assim a eficiência de equilíbrio. Por outro lado o elevado custo e a complexidade da implementação são barreiras à sua utilização.

2.6 Conclusão

Ao longo deste capítulo foi apresentado o estado atual de desenvolvimento das áreas relacionadas com este tema, nomeadamente, em termos de baterias, topologias associadas aos carregadores, formas de controlo e equilibradores de baterias. Assim, permitiu a aquisição de novos conhecimentos a fim de possibilitar uma melhor escolha dos sistemas a desenvolver ao longo da dissertação. Além disso, foram também abordado alguns pontos críticos, como é o caso das normas que devem ser cumpridas num projeto de engenharia.

Capítulo 3

Sistema de Armazenamento de Energia

Neste capítulo é apresentado o dimensionamento do sistema de armazenamento de energia. Na Secção 3.1 são apresentadas algumas características do *Renault Twingo* relevantes para este problema. De seguida, Secção 3.2 é demonstrada teoricamente uma análise dinâmica de um veículo utilizada em conjunto com um percurso, Secção 3.3, o que permite o cálculo do sistema de armazenamento. Os resultados para este sistema são apresentados na Secção 3.4.

3.1 O *Renault Twingo*

O *Renault Twingo* apareceu no mercado europeu em 1993, desenhado por uma equipa liderada por Patrick le Quement, designer Francês da *Renault*. Este veículo foi construído a pensar na mobilidade de pessoas, principalmente em meios urbanos. O seu sucesso deve-se ao facto de ser um veículo de preço acessível, económico e de elevada fiabilidade.

Desde o seu aparecimento foram lançadas várias versões deste modelo, tendo apresentado sempre melhorias, quer a nível de conforto e performance. Na sua mais recente versão, lançada em 2011, apresenta um *design* tal como mostrado na Figura 3.1.



Figura 3.1: Renault Twingo [19]

Com o objetivo de transformar o carro num equivalente elétrico, em primeiro lugar foram levantadas as características principais, que podem ser consultadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Tabela resumo das características do *Renault Twingo dCi 85*

Característica	Valor	Unidade
Peso	980	<i>Kg</i>
Nº de Velocidades	5	-
Potência Motor	66	<i>kW</i>
Velocidade Max	185	<i>Km/h</i>
Pneus	185/55R15	

O objetivo será então o dimensionamento de um *pack* de baterias para uma versão elétrica deste veículo podendo competir, a nível de mercado, com a versão original [19, 20].

3.2 Análise Dinâmica do Veículo

A análise dinâmica de um veículo apresenta-se como um ponto fulcral no dimensionamento das necessidades energéticas.

Um veículo ao longo de um percurso é alvo de atuação de várias forças. Estas forças podem ser contrárias ao movimento, resultando num maior gasto de energia, como também podem ser favoráveis. Como suporte para esta análise foi utilizada a Figura 3.2 onde estão representadas todas as forças atuantes num veículo.

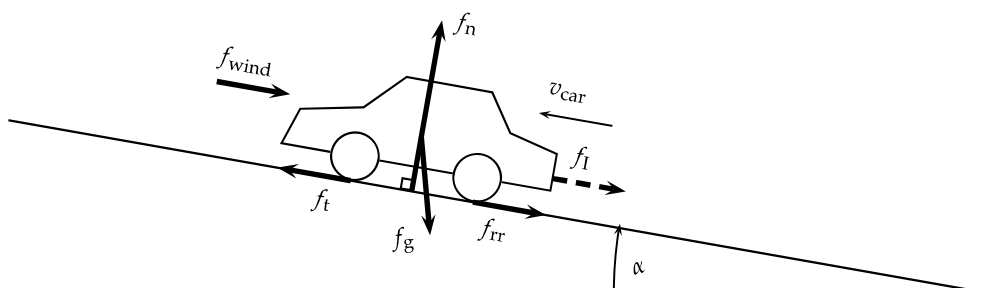


Figura 3.2: Análise Dinâmica do veículo [21]

Da Figura 3.2 podemos concluir que as forças atuantes no veículo, durante a sua marcha, resultam da ação do vento (f_{wind}), gravidade (f_g), o atrito cinético (f_{rr}) e da inércia (f_I).

Nas secções seguintes serão apresentadas as expressões utilizadas na análise dinâmica do veículo [21] [22].

3.2.1 Resistência do Ar

Um veículo, quando em movimento, encontra-se exposto à resistência do ar, resultante da movimentação do mesmo e da pressão exercida na carroçaria. Esta pressão não se distribui uniformemente no veículo, sendo normalmente sentida com maior intensidade na parte dianteira em

relação à traseira. A Equação 3.1 expressa a força associada à resistência do ar.

$$f_{wind} = \frac{1}{2} \rho_{air} C_{drag} A_{front} (v_{car} + v_{wind})^2 \quad (3.1)$$

Como se pode ver, Expressão 3.1, a resistência do ar depende da área frontal do veículo, A_{front} , da sua velocidade, v_{car} e da do ar v_{wind} . Além disso, têm de ser tomadas em consideração também duas constantes que são a densidade do ar, ρ_{air} e o coeficiente de fricção, C_{drag} . A densidade do ar depende da altitude à qual o veículo se encontra em relação ao nível do mar, enquanto o coeficiente de fricção varia conforme o *design* do veículo.

3.2.2 Força Gravítica

Qualquer corpo à superfície da terra está sujeito à força da gravidade, necessitando de realizar uma força superior a esta para que entre em movimento. A equação 3.2 traduz o efeito da força gravítica, que depende da massa do veículo, M_{car} e da aceleração da gravidade, g . O $\sin(\alpha)$ é tido em conta sempre que o veículo esteja num plano inclinado.

$$f_g = M_{car} g \sin(\alpha) \quad (3.2)$$

Pela terceira lei de Newton, sempre que um corpo A exerce uma força sobre um corpo B, simultaneamente o corpo B exerce uma força em sentido contrário sob o corpo A. Assim, como consequência da força gravítica, Equação 3.2, atua sobre o veículo uma força contrária denominada de reação normal, traduzida pela Equação 3.3.

$$f_n = M_{car} g \cos(\alpha) \quad (3.3)$$

3.2.3 Atrito Cinético

O Atrito Cinético é uma consequência do contacto das rodas em superfícies duras, resultado da histerese no material dos pneus. A histerese provoca uma distribuição assimétrica das forças em relação ao solo. A Equação 3.4 representa matematicamente a ação do atrito cinético.

$$f_{rr} = M_{car} g \cos(\alpha) c_{rr} \quad (3.4)$$

Da Equação 3.4 pode-se concluir que o atrito cinético depende do peso do veículo, $M_{car} g$, do ângulo de inclinação da superfície, α , e de uma constante c_{rr} . Essa constante denomina-se de coeficiente de resistência de rolamento e é inversamente proporcional à rigidez da superfície de contacto.

3.2.4 Inércia

A Inércia é uma propriedade de um corpo que se traduz pela resistência à alteração do seu estado de movimento ou de repouso. A força resultante desta propriedade está representada na Equação 3.5. Da sua análise facilmente se retira que para uma mesma velocidade, o corpo com maior peso está sujeito a uma força inercial superior.

$$f_I = M_{car} \frac{\partial}{\partial(t)} v_{car} \quad (3.5)$$

Analizado o efeito de cada uma das forças atuantes sobre o veículo, a força total resultante é obtida a partir da soma das Equações 3.2, 3.3, 3.4, 3.5, resultando na Equação 3.6.

$$f_t = M_{car} \frac{\partial}{\partial(t)} v_{car} + M_{car} g \sin(\alpha) + \text{sign}(v_{car}) M_{car} g \cos(\alpha) c_{rr} + \text{sign}(v_{car} + v_{wind}) \frac{1}{2} \rho_{air} C_{drag} A_{front} (v_{car} + v_{wind})^2 \quad (3.6)$$

3.2.5 Potência do Veículo

Num sistema mecânico, a potência está diretamente relacionada com forças e movimento. Uma vez conhecida a expressão para o cálculo da força total aplicada ao veículo, Equação 3.6, é possível calcular a potência na roda necessária para o movimentar, através do uso da Equação 3.7.

$$P_t = f_t v_{car} \quad (3.7)$$

3.2.6 Energia

A variação da potência no tempo resulta na energia necessária para o percurso, permitindo assim dimensionar a capacidade do *pack* de baterias. Assim, ao integrar a potência no tempo, Equação 3.8, obtém-se a energia.

$$E = \int P_t(t) dt \quad (3.8)$$

3.2.7 Transmissão

Depois de calculada a potência na roda, Equação 3.7, é necessário dimensionar a potência para o motor elétrico que se pretende utilizar. Em primeiro lugar tem de se conhecer o binário de tração necessário para fazer movimentar o veículo. Assim, conhecendo o raio da roda, r_{wheel} e a força total sentida no veículo, Equação 3.6, é possível obter o binário de tração, Equação 3.9.

$$T_t = f_t r_{wheel} \quad (3.9)$$

Quanto à velocidade angular, é possível calcular a partir da velocidade linear, conforme a Equação 3.10.

$$\omega_w = \frac{v_{car}}{r_{wheel}} \quad (3.10)$$

Conhecendo o valor do binário de tração, é possível o cálculo no eixo elétrico. Para isso, tem de se contabilizar a relação do sistema mecânico, originária das razões de multiplicação da caixa de velocidades e do diferencial. O binário no eixo do motor pode ser calculado a partir da Equação 3.11, onde η representa o rendimento do sistema associado (caixa/diferencial e motor elétrico), enquanto que G é a razão de conversão do diferencial e da caixa de velocidades.

$$T_s = \begin{cases} \eta \frac{T_t}{G} & , P < 0 \\ \frac{T_t}{\eta G} & , P \geq 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Finalmente, através do binário no eixo do motor facilmente se calcula a potência do motor elétrico, Equação 3.12, onde ω_s corresponde à velocidade angular no eixo do motor ($\omega_s = G\omega_w$).

$$P_s = T_s \omega_s \quad (3.12)$$

3.3 Percurso

Para o cálculo das necessidades energéticas, a análise dinâmica do veículo por si só não é suficiente. É necessário aplicá-la em conjunto com um percurso.

Para um dimensionamento mais robusto, foi utilizado um percurso *standard* que vulgarmente é usado para a comparação de diferentes veículos em termos de emissões e/ou consumos. Especificamente, o *New European Driving Cycle* (NEDC) foi o percurso utilizado o qual é constituído por uma parte urbana, que representa o *start-and-stop* habitual e uma parte extra-urbana, onde a velocidade atinge valores superiores, simulando a condução em auto-estrada. A velocidade máxima atingida neste percurso são 120 km/h e uma velocidade média de 33,2 km/h. A distância total é de 10,9 km com uma duração de 1184 s. A Figura 3.3 mostra o perfil velocidade/tempo do percurso NEDC [21].

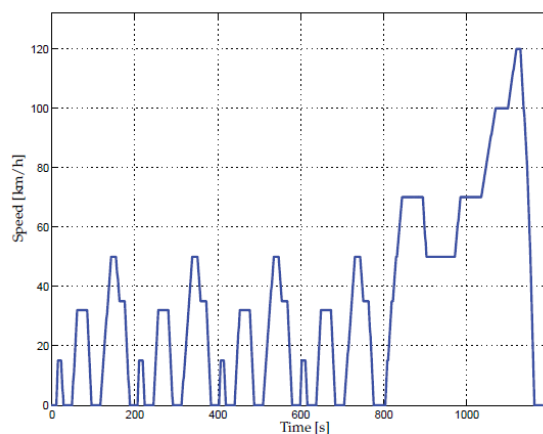


Figura 3.3: Percurso NEDC - Relação Velocidade/Tempo [21]

3.4 Resultado

Após a escolha do percurso foi construída uma folha de cálculo onde foram aplicados os dados do percurso típico nas expressões da análise dinâmica. Para isso, foi necessário definir os valores para as constantes apresentadas nas expressões. Esses valores foram escolhidos de acordo com os apresentados em [21] e podem ser consultados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros utilizados no dimensionamento

Característica	Valor	Unidade
$\rho_{air}(20^{\circ}C)$	1,2041	kg/m^3
C_{rr}	0,01	
C_{drag}	0,3	
g	9,81	m/s^2
v_{wind}	4	m/s

O desempenho, a nível dinâmico do *Renault Twingo*, quando sujeito ao percurso NEDC pode ser visto na Figura 3.4, estando representada na Figura 3.4a a potência necessária em cada instante, enquanto na Figura 3.4b aparece o resultado da energia necessária ao longo do percurso.

Os resultados apresentados adequam-se ao percurso aplicado, para uma distância igual a 10,9 km. Para o problema em questão, este resultado foi alargado a uma autonomia de 100 km uma vez que se pretende que este seja unicamente movido a energia elétrica. Assim, o *pack* de baterias terá de possibilitar o armazenamento de 7,91 kWh. Para aumentar o tempo de vida útil das baterias limitou-se a capacidade de uso igual a 80% da capacidade total, tal como acontece nos veículos comercializados atualmente. Desta forma, a energia que o *pack* deve armazenar deverá ser de 9,89 kWh.

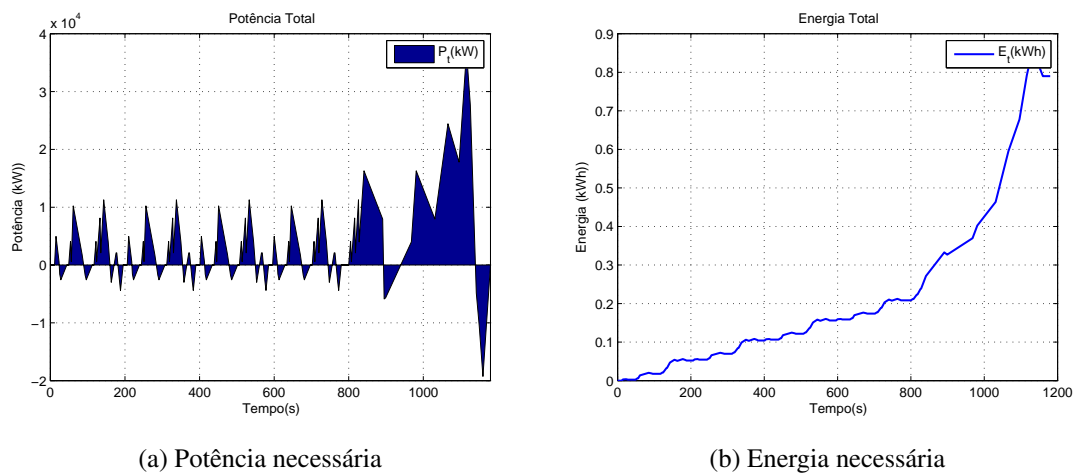


Figura 3.4: Resultado das necessidades energéticas do *Renault Twingo* no percurso NEDC

Na escolha das baterias teve-se em conta a escolha de um tipo que apresentasse uma maior densidade energética e densidade de potência resultando assim num *pack* de baterias de menor volume e peso. A escolha destes critérios baseia-se no *trade-off* existente entre o peso extra colocado ao veículo e a autonomia que daí resulta.

Assim, a partir da Tabela 2.1 foi construída uma tabela comparativa para os vários tipos de baterias em termos de peso e o volume resultante para a energia dimensionada, Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Comparação entre os vários tipos de baterias

Tipo Baterias	Peso Final (Kg)	Volume Final (L)
<i>Lead - Acid</i>	282,571	98,900
<i>Nickel-Cadmium</i>	158,240	32,967
<i>Nickel-Metal Hydride</i>	141,286	49,450
<i>Lithium-Ion</i>	71,927	49,450
<i>Lithium-Polymer</i>	32,967	38,038

Da análise da Tabela 3.3 pode-se concluir que o tipo de baterias a utilizar de forma a cumprir os requisitos impostos são as de *Lithium-Polymer*.

Após a escolha do tipo de baterias segue-se o dimensionamento do *pack*, ou seja, o cálculo do número de células necessárias. Na sua construção deve-se ter em consideração que as células podem ser agrupadas em série e em paralelo. Estes agrupamentos são feitos de forma a que com o número de séries se obtenha uma tensão desejada, enquanto que os agrupamentos em paralelo servem para garantir tanto a energia como a potência necessária. Outra possível forma de dimensionamento, consiste na escolha de uma gama de valores para a tensão permitindo escolher uma topologia que permita minimizar o número de células a utilizar.

Para o dimensionamento do *pack* de baterias foram escolhidas células de *Lithium-Polymer* disponíveis na faculdade, Figura 3.5. As principais características encontram-se resumidas na Tabela 3.4.

Figura 3.5: Bateria *Lithium-Polymer*

Tabela 3.4: Características das células

Característica	Valor	Unidade
Tensão	3,7	V
Capacidade	11	Ah
Corrente Descarga Max	5C	—
Peso	0,2015	Kg

Para este caso concreto, o número de células em série foi definido para uma tensão igual a 100 V aos terminais do pack, conseguidos pela associação de 27 células. Para perfazer a energia necessária, 9,89 kWh, devem ser colocado 10 *strings* em paralelo. Desta forma, o *pack* de baterias será constituído por 270 células.

Cumprido o requisito da energia necessária para o percurso, o próximo passo é verificar se o pack fornece potência suficiente para assegurar as necessidades do motor. Da análise dinâmica resultou uma potência máxima para o motor elétrico igual a 41 kW. A configuração das 270 células contém uma potência máxima de 110 kW, cumprindo assim, por completo, todos os requisitos.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um estudo sobre o veículo, começando por uma pequena contextualização. Como ponto de partida, foram levantadas as principais características do veículo convencional para se usarem como comparação com a versão elétrica.

Além disso, foi apresentada uma possível análise dinâmica do veículo que foi utilizada para o cálculo das necessidades energéticas para um determinado percurso. Daqui, resultou o dimensionamento do sistema de armazenamento de energia, bem como o tipo de baterias a utilizar.

Capítulo 4

Sistema de Carga de Baterias

Ao longo deste capítulo serão apresentadas as várias topologias a utilizar no carregador quer a nível dos conversores quer a nível do controlo.

Inicialmente na Secção 4.1 é apresentada a arquitetura do sistema com o objetivo de simplificar a compreensão dos vários sub-sistemas associados e simultaneamente entender as diferentes ligações existentes. Seguidamente é explicado com maior detalhe cada uma das topologias dos conversores seleccionados sendo na Secção 4.2 apresentado o conversor AC/DC e na Secção 4.2 o conversor DC/DC, apesar de já terem sido referidos anteriormente, Capítulo 2.

4.1 Arquitetura do Sistema de Carga

O sistema de carga de baterias estudado ao longo desta dissertação consiste na integração de vários sistemas que se relacionam tal como apresentado na Figura 4.1. As interações entre os blocos são evidenciadas pelas setas nas quais a azul são representadas as ligações de potência enquanto a verde as ligações de sinal.

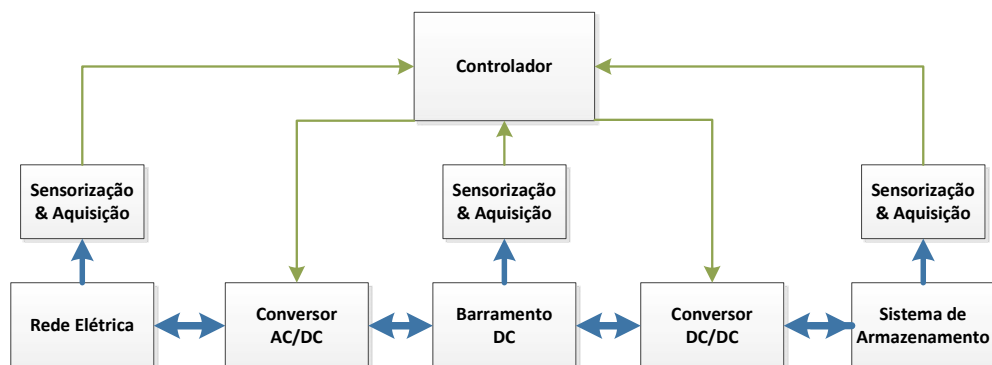


Figura 4.1: Diagrama de blocos do Sistema de Carga

Este sistema tem como objetivo a ligação de um VE à rede através de um carregador bidirecional de baixa potência. Este carregador deverá então ligar a uma tomada convencional tal como as instaladas nas nossas residências e proporcionar assim um carregamento lento. Para que este objetivo seja atingido é necessário realizar algumas transformações de energia desde a sua origem até ao destino. Estas transformações encontram-se representadas pelos blocos conversor AC/DC e conversor DC/DC. Como pode ser visto, estas ligações apresentam dois sentidos, reforçando assim a ideia da bidirecionalidade deste carregador. Em termos práticos, a bidirecionalidade permitirá tanto o carregamento das baterias presentes no veículo como também a injeção de corrente na rede.

Para possibilitar o funcionamento do sistema é necessário a inserção de uma plataforma responsável tanto pelo controlo de cada um dos subsistemas como também do sistema em geral. Esta plataforma é representada pelo controlador. Para que todas as variáveis fundamentais ao controlo sejam atualizadas no controlador é necessário adquirir e condicionar os sinais correspondentes para que sejam corretamente interpretados.

4.2 Conversor AC/DC

Para a transformação AC/DC foi escolhida uma topologia em Ponte Completa. Para o controlo, o método optado consiste no controlo vetorial. Nas Secções 4.2.1 e 4.2.2 serão explicados com mais detalhe tanto o conversor como o controlo, respetivamente.

4.2.1 Conversor AC/DC em Ponte Completa

O conversor em ponte completa tem a função de transformar a energia presente na rede AC em DC para que possa ser utilizada na carga das baterias. Uma vez que se pretende um sistema bidirecional, este mesmo conversor está também encarregue de realizar a transformação inversa sempre que necessário. A topologia em Ponte Completa tem a configuração apresentada na Figura 4.2.

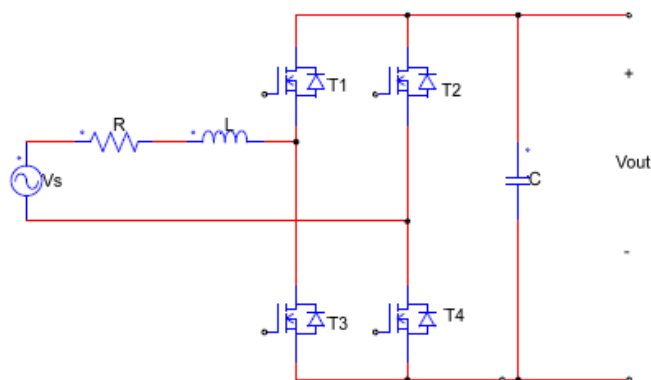


Figura 4.2: Conversor AC/DC em Ponte Completa

Este conversor, Figura 4.2, é constituído por um filtro de ligação à rede representado pelo RL, dois braços de transístores, T1-T3 e T2-T4, e um condensador, C, que representa o barramento de tensão DC.

Para o carregamento do barramento DC os transístores são desligados, permitindo a corrente fluir através dos díodos dispostos em anti-paralelo. Assim, este conversor entra num modo de funcionamento igual ao de um retificador de onda completa, onde durante as arcadas positivas da tensão na rede a corrente atravessa os díodos D1 e D4 enquanto nas negativas D2 e D3 entram em condução. Desta forma, assim que o carregar é ligado à rede elétrica o barramento é carregado até um valor de tensão igual ao pico, $\sqrt{2}V_s$.

No barramento DC, o valor da tensão deve ser suficientemente grande de forma a garantir uma operação no modo inversor dentro da região linear, ou seja, com um índice de modulação inferior a 1. Este limite é imposto de forma a que não haja sobremodulação evitando o aparecimento de harmónicos situados no valor da frequência de comutação e seus múltiplos. Assim, para o cálculo da tensão do barramento deve-se ter em conta a Expressão 4.1.

$$V_{barramento} = \frac{V_{sp}}{m_a} \quad (m_a \leq 1) \quad (4.1)$$

Assim que se pretenda a injeção de energia na rede o conversor terá de ser capaz de criar uma corrente AC, com amplitude e fase controladas. Para isso o conversor AC/DC entra num modo de funcionamento igual a um inversor tornando-se necessário controlar o tempo e a forma de comutação dos transístores. A escolha do modo de controlo recaiu sobre duas possibilidades que são o controlo em PWM bipolar ou em unipolar.

Para o controlo em PWM bipolar, os transístores dispostos na diagonal, T1-T4 e T2-T3, são organizados em pares sendo comutados no mesmo instante. Neste método é utilizado unicamente uma onda de referência que é comparada com uma onda triangular, 4.3a.

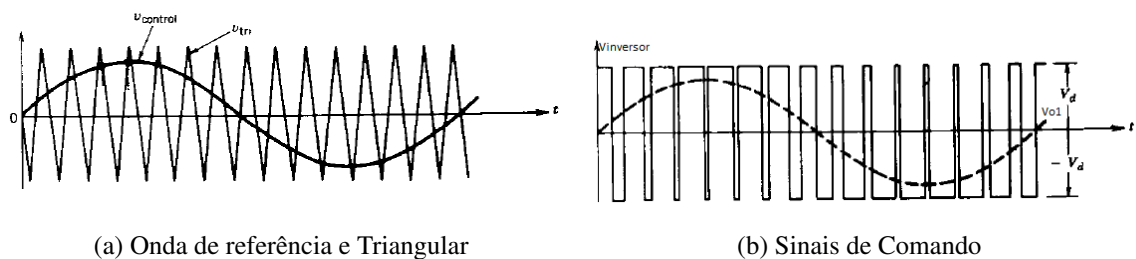


Figura 4.3: Modulação SPWM Bipolar (adaptado de [23])

O nome deste tipo de comando advém do facto de no caso de T1-T4 estarem fechados a tensão à saída é igual a $+V_{out}$, enquanto que para T2-T3 fechados a tensão passa a ser $-V_{out}$, resultando numa forma de onda bipolar igual à apresentada na Figura 4.3b. Quanto ao valor de pico da componente fundamental da tensão pode ser obtida a partir da Equação 4.2.

$$V_{o1} = m_a V_{dc} \quad (m_a \leq 1) \quad (4.2)$$

A outra possibilidade recai sobre o controlo em PWM unipolar, que permite a obtenção de 3 níveis de tensão à saída que são: V_{out} , 0 e $-V_{out}$. Com este método, os pares de transístores são controlados separadamente uma vez que o sinal de comando resulta da comparação de dois sinais de controlo, $v_{control}$ e $-v_{control}$ com uma forma de onda triangular, Figura 4.4a. Desta comparação resultam os sinais de comando da Figura 4.4b.

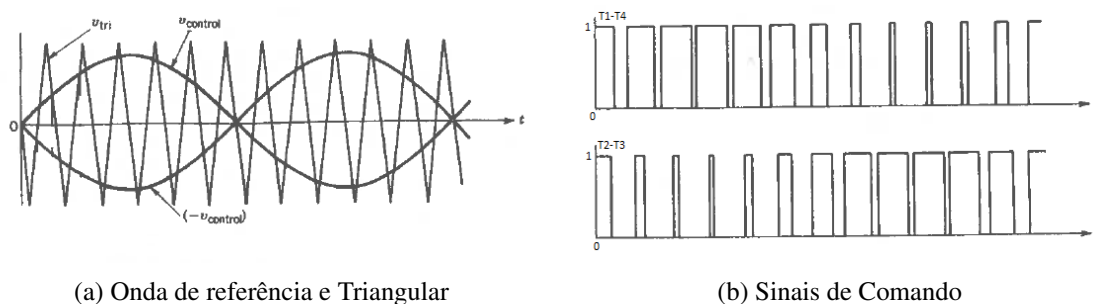


Figura 4.4: Modulação SPWM Unipolar (adaptado de [23])

Sempre que há uma comutação nos transístores o valor de tensão à saída do inversor varia entre o valor 0 e $+V_{out}$ ou 0 e $-V_{out}$ resultando numa forma de onda igual à apresentada na Figura 4.5.

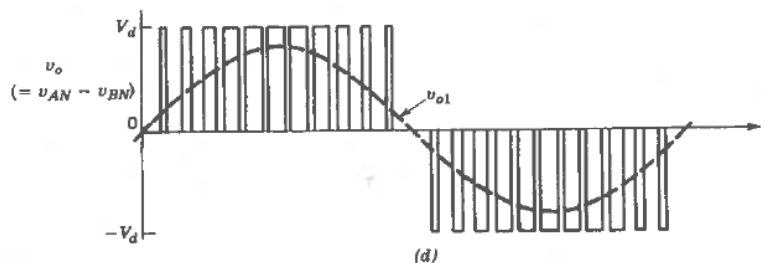


Figura 4.5: Tensão à saída do inversor com comando PWM unipolar [23]

Mesmo sendo uma técnica mais complexa acarreta várias vantagens nomeadamente a nível do conteúdo harmónico resultante da comutação dos transístores. A Figura 4.6 mostra os espectros harmónicos resultantes da aplicação de um PWM bipolar, Figura 4.6a, enquanto que na Figura 4.6b temos o caso de um PWM unipolar.

Comparando os dois espectros resultantes da aplicação de cada uma das técnicas de controlo verifica-se que o controlo em PWM unipolar produz uma baixa quantidade às grandes frequências, fazendo com que esta fosse a escolhida.

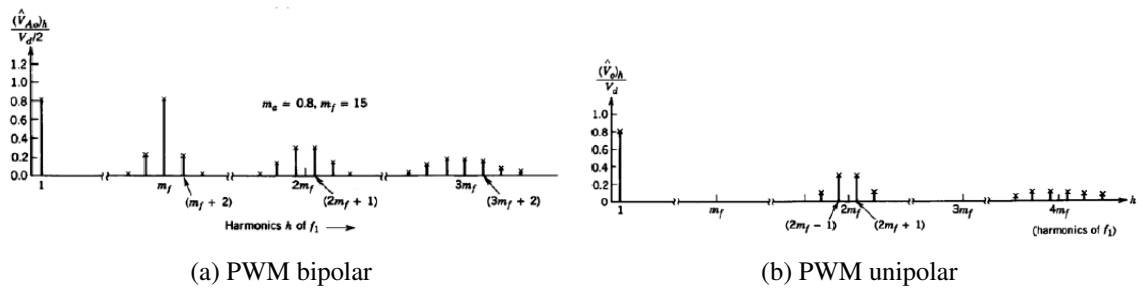


Figura 4.6: Espectro Harmónico [23]

4.2.2 Controlo Vetorial

O principal objetivo deste controlo é estabilizar a tensão no barramento DC, que dependerá da quantidade de corrente que é retirada ou injetada na rede. Assim, este controlo fica responsável pela qualidade da corrente garantindo uma baixa distorção e um fator de potência unitário.

Uma das razões que levou à escolha deste método baseou-se na possibilidade de um controlo sobre a componente ativa independente da reativa da corrente. Isso, deve-se ao facto de assentar na transformação de um referencial $\alpha - \beta$, estacionário para um outro rotacional $d - q$ que permite o desacoplamento de uma corrente AC em duas DC. Na Equação 4.3 são apresentadas as equações para a transformação de $\alpha - \beta$ para $d - q$, enquanto na Equação 4.4 é representada a transformação inversa.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

A ligação de um conversor AC/DC monofásico à rede elétrica pode ser vista como o representado no circuito da Figura 4.7. Neste circuito está representada pela fonte V_s , a componente fundamental da Tensão na rede, a tensão no filtro, V_L e saída do inversor V_{out} .

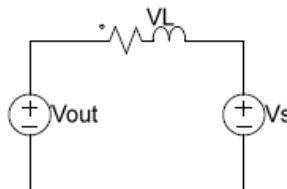


Figura 4.7: Circuito Equivalente da Ligação do Conversor AC/DC à rede

Aplicando a lei das malhas de *Kirchhoff* ao circuito da Figura 4.7 é possível calcular a tensão

à saída do inversor no referencial $\alpha - \beta$, Equação 4.5, onde R e L representam os parâmetros associados ao filtro da rede.

$$\begin{bmatrix} v_{o\alpha 1} \\ v_{o\beta 1} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} + L \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Através Equação 4.3 é possível reescrever o mesmo sistema, mas num sistema de coordenadas diferentes, ou seja, $d - q$, Expressão 4.6. A Figura 4.8 mostra em termos elétricos o resultado da transformação realizada.

$$\begin{bmatrix} v_{od1} \\ v_{oq1} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + L \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s L \\ \omega_s L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

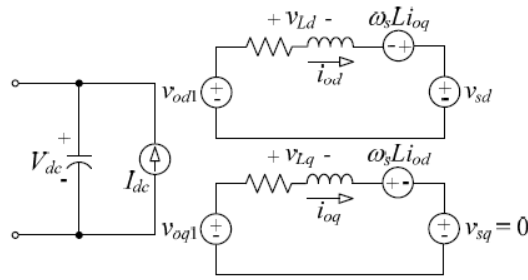


Figura 4.8: Circuito Equivalente após transformação $\alpha - \beta$ para $d - q$

Na Figura 4.9 está representada a estrutura de controlo adotada, constituída essencialmente por três malhas, divididas em uma malha para o controlo em tensão e duas para o de corrente. Para este método é necessária a aquisição de três variáveis do conversor, a tensão no barramento, V_{dc} , a corrente à saída do inversor, i_o e a tensão na rede, V_s . A sincronização com a rede é feita através de um bloco PLL que a partir da tensão adquirida determina a fase na rede.

Para o controlo de corrente é feita uma transformação $\alpha - \beta$ para $d - q$ resultando no desacoplamento da corrente AC em duas componentes DC. No caso aqui apresentado é necessário criar a componente β a partir de um atraso correspondente a 90° ($5ms$), pois está-se perante um conversor monofásico. Relativamente às referências do controlo de corrente, à componente q é dada uma referência nula enquanto para a d a referência é calculada a partir do controlo em tensão. A malha de controlo em tensão consiste num controlador PI que produz uma referência de corrente i_{od} em função do erro entre a tensão pretendida e a adquirida. Após a passagem de cada uma das componentes d e q por um controlador linear, estas ficam sujeitas a uma transformação $d - q$ para $\alpha - \beta$ resultando num sinal sinusoidal que será utilizada na modelação SPWM, ou seja, na construção dos PWMs a enviar para os transístores constituintes do conversor.

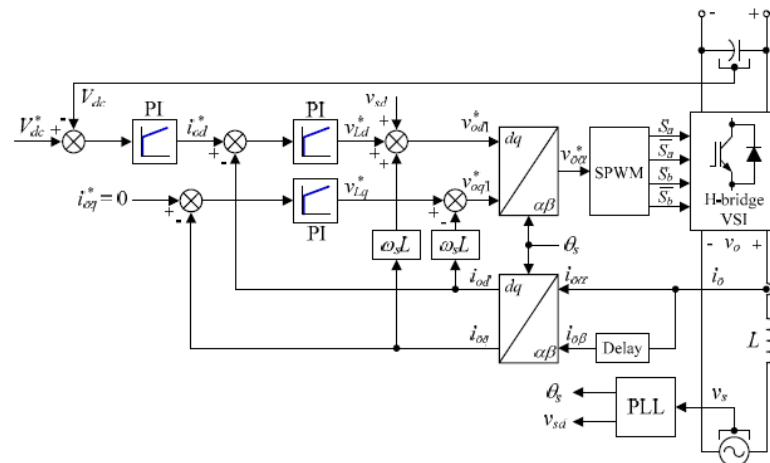


Figura 4.9: Malha de Controlo Vetorial [16]

4.3 Conversor DC/DC

4.3.1 Conversor Abaixador - Elevador

Para um melhor controle sobre a corrente injetada/retirada das baterias foi necessário a inserção de um conversor DC/DC. Para além deste objetivo, permite também adaptar o valor de tensão DC no barramento à tensão presente nos terminais das baterias. A topologia Abaixador - Elevador pretende continuar a assegurar a bidirecionalidade do sistema. A sua configuração está representada na Figura 4.10 e consiste em dois transístores, $T1$ e $T2$, duas bobinas $L1$ e $L2$ e um condensador C .

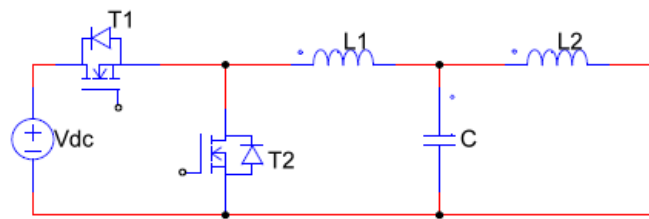


Figura 4.10: Conversor DC/DC Abaixador - Elevador

Tal como o nome sugere, este conversor permite elevar a tensão num sentido ou baixá-la no sentido contrário. Esta propriedade resulta da construção deste conversor que conjuga a topologia elevadora com a abaixadora.

No caso em que se pretende o carregamento das baterias o conversor entra num modo de funcionamento de abaixador, tal como apresentado na Figura 4.11.

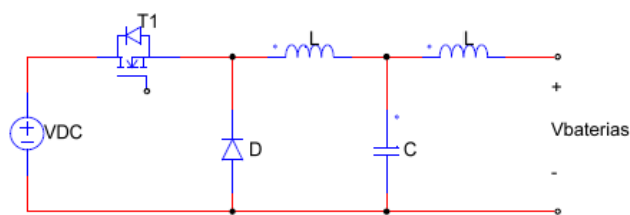


Figura 4.11: Conversor DC/DC Abaixador - Elevador: Modo Abaixador

No modo abaixador a tensão à saída do conversor é sempre inferior à do barramento DC. O controlo unicamente atua sobre o transístor T1, deixando T2 em aberto. Assim, o valor de tensão à saída do conversor esta diretamente relacionado com o tempo de abertura e fecho do transístor T1 tal como nos mostra a Equação 4.7.

$$\frac{V_{baterias}}{V_{dc}} = D \quad (4.7)$$

No tempo em que o transístor se encontra fechado, o díodo fica inversamente polarizado resultando numa tensão na bobina $L1$ igual a $V_{DC} - V_{baterias}$ que sendo positiva provoca um crescimento linear da corrente da bobina. Assim que o transístor abre, a bobina deixa de receber energia do barramento e passa a ter aos seus terminais uma tensão igual a $-V_{baterias}$ resultando num decréscimo de corrente.

Já no modo elevador, a tensão na saída do conversor é sempre maior que na entrada. Daí, este modo é utilizado no caso em que se pretende injetar energia na rede. Para isso, é apenas controlado o transístor T2 deixando T1 sempre em aberto, resultando num esquema igual ao da figura 4.12.

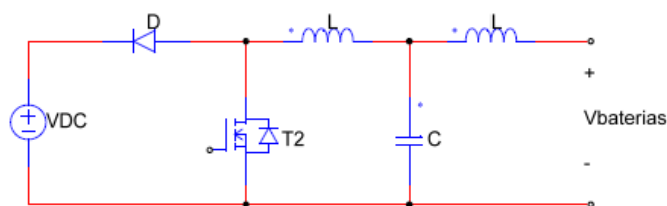


Figura 4.12: Conversor DC/DC Abaixador - Elevador: Modo Elevador

Nos instantes em que o transístor está fechado, o díodo contra polariza isolando o barramento das baterias. Assim, nos terminais da bateria aparece uma tensão igual a $V_{baterias}$ que provoca um crescimento da corrente na bobina. Quando o transístor é aberto, o barramento é ligado ao resto do conversor. Desta forma a bobina fica sujeita a uma tensão igual a $V_{baterias} - V_{DC}$ que estando o barramento sujeito a um potencial superior resulta numa tensão negativa. A corrente armazenada

na bobina é então entregue ao barramento. A função de transferência deste modo está representada na Equação 4.8.

$$\frac{V_{dc}}{V_{baterias}} = \frac{1}{1-D} \quad (4.8)$$

Combinando a função de transferência do modo abaixador, Equação 4.7 com a do elevador 4.8 obtém-se a relação de tensão em regime permanente para o conversor Abaixador - Elevador, Equação 4.9.

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = D \frac{1}{1-D} \quad (4.9)$$

O método de controlo para os transístores escolhido consiste no controlo em PWM resultado do cruzamento entre uma onda dente de serra com uma constante. Tal como apresentado, a tensão de saída do modo de funcionamento depende diretamente do *duty cycle* da onda de controlo. Quanto à corrente, é possível controlar o *ripple* que depende da bobina L1 e da frequência de comutação dos transístores. Se for tido em conta o modo de operação abaixador a corrente apresenta um forma de onda igual à da Figura 4.13.

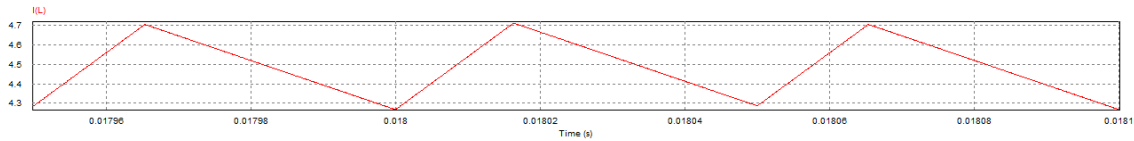


Figura 4.13: Conversor DC/DC Abaixador - Elevador: Corrente na Bobina

A forma de onda da corrente na bobina pode ser expressa pela Equação 4.10, instantes em que o declive é positivo, e pela Equação 4.11 para o intervalo em que vai decrescendo.

$$\frac{\partial i}{\partial t} = \frac{V_{dc} - V_{bat}}{L} \quad (4.10)$$

$$\frac{\partial i}{\partial t} = \frac{-V_{bat}}{L} \quad (4.11)$$

4.3.2 Controlo

Para o controlo do conversor DC/DC Abaixador - Elevador, Figura 4.10, foi também utilizado um controlo em Tensão que tem como principal objetivo carregar ou descarregar as baterias conforme solicitado. Na Figura 4.14 pode ser visto um diagrama de blocos que representa o método de controlo.

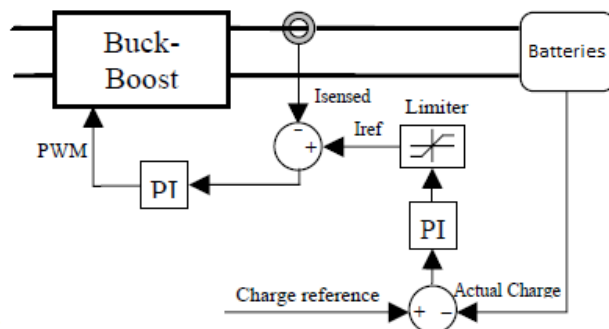


Figura 4.14: Controlo do Conversor DC/DC (adaptado de [24])

Este método consiste essencialmente em duas malhas de controlo, uma responsável pelo controlo de tensão presente aos terminais das baterias, enquanto que a segunda, em função da anterior, controla a quantidade de corrente a injetar ou retirar.

Para a construção da malha de tensão é utilizado um controlador linear PI. Este, em função da diferença entre a tensão real e a pretendida para as baterias, define um valor de referência a aplicar na malha de corrente. Para manter os valores de referência de corrente dentro dos limites aceitáveis pelas baterias, é colocado um limitador à saída do bloco PI, permitindo um carregamento seguro.

Na malha de corrente o erro gerado entre a leitura e a referência é também utilizado pelo controlador linear PI com o objetivo de calcular uma onda de controlo que será utilizada na modelação do PWM, para mais tarde comandar os transístores constituintes do conversor DC/DC.

4.4 Conclusão

Ao longo deste capítulo foi apresentada a estrutura do sistema, tendo sido focado com maior detalhe cada um dos subsistemas associados. Desta forma, permitiu uma melhor compreensão sobre os conversores e dos métodos de controlo facilitando o dimensionamento e a simulação do sistema.

Capítulo 5

Dimensionamento e Simulação do Sistema de Carga

Este capítulo é dedicado à simulação dos vários subsistemas apresentados no Capítulo 4. Na Secção 5.1 apresentam-se os programas de simulação usados. As restantes secções apresentam uma descrição detalhada das simulações de cada um dos conversores como também dos resultados obtidos, o AC/DC na Secção 5.3 e o DC/DC na Secção 5.4.

5.1 *Software Utilizado*

As ferramentas de simulação utilizadas foram:

- **PSIM** - Utilizado na simulação dos circuitos de potência;
- **MatLab/Simulink** — Usado na construção e estudo dos métodos de controlo.

A escolha destas ferramentas resultou do facto de já terem sido utilizadas ao longo do percurso académico permitindo reduzir o tempo necessário à adaptação.

Apesar de serem dois programas distintos existe a possibilidade de comunicarem entre si permitindo realizar uma simulação completa do sistema. Para isso, usa-se a funcionalidade *SimCoupler*. Esta funcionalidade permite que os sinais oriundos de sensores de tensão e corrente sejam enviados para o *MatLab* para que sejam utilizados nos algoritmos de controlo. Do controlo resultam as novas referências para os sinais em PWM que são enviados para o *PSIM*.

5.2 Dimensionamento do Sistema de Carga

O objetivo deste carregador consiste na ligação do veículo à rede elétrica nacional a partir de uma tomada convencional. A Tabela 5.1 apresenta as suas principais características.

Partindo deste objetivo seria expectável dimensionar um sistema com ligação direta à rede e um barramento DC com $V_{dc} = 400\text{ V}$, limitando assim o índice de modulação a $m_a = 0,8$, Equação 4.2 apresentada no Capítulo 4.

Tabela 5.1: Características da Tomada da Rede Elétrica Nacional

Grandeza	Valor	Unidades
Potência nominal P	3,68	kVA
Tensão Nominal V_s	230	V
Tensão de Pico V_{sp}	325	V
Corrente I_s	16	A
Frequência f	50	Hz

Apesar de ser a solução mais comum e possivelmente a mais apropriada, para esta dissertação foram fornecidas algumas montagens realizadas anteriormente, apresentadas em [25]. Assim, fez-se um dimensionamento do sistema de forma a adaptar-se ao anteriormente realizado. Para o barramento DC teve-se em conta a tensão máxima suportada pelos transístores utilizados é de 600 V, estabeleceu-se $V_{dc} = 300 V$, cumprindo desta forma o requisito de que os semicondutores devem assim, ser dimensionados para o dobro da tensão máxima aos seus terminais. Estando a tensão do barramento definida, foi escolhida a tensão para a parte AC. Tal como já foi referido, o pico da rede deve ser inferior ao barramento DC, assim foi escolhido um transformador que converte $V_{s_{rms}} = 230 V$ em $V_{s_{rms}} = 110 V$. Para além do limite da tensão, é necessário ter em conta o valor máximo de corrente aceite pelos semicondutores, que neste caso é de 30 A. Assim, limitou-se no controlo uma corrente máxima eficaz após o transformador de 20 A eficazes, impondo assim na rede um limite máximo de 10 A que fica dentro do máximo permitido. Para o controlo do conversor foi estabelecida uma frequência de comutação igual a 10 kHz.

Escolhidos os valores de tensões e da frequência de comutação, segue-se o dimensionamento do filtro de ligação à rede. No seu dimensionamento foi tido em conta a análise apresentada em [26]. A expressão utilizada no dimensionamento é a expressão 5.1, onde RF é a percentagem de *ripple* introduzido pela comutação dos semicondutores, T_{com} é o período de comutação dos semicondutores, T_s o período da rede e L_b a indutância de base.

$$L_{filtro} \geq \frac{1}{RF} \sqrt{\frac{\pi}{3} \left(\frac{\pi}{4} \left(1 + \frac{3}{4} m_a^2 \right) - \frac{4}{3} m_a \right) \frac{T_{com}}{T_s}} L_b \quad (5.1)$$

O cálculo de RF pode ser feito pela Expressão 5.2, onde $I(h_{com})$ corresponde à corrente do harmónico de comutação e I é a corrente nominal. Este deve ser limitado a uma percentagem igual a 5 %.

$$RF = \frac{I(h_{com})}{I} \times 100 \quad (5.2)$$

Calculando a indutância de base da rede, através das Expressões 5.3, 5.4 e 5.5 obtêm-se $L_b = 17 mH$.

$$I_b = \frac{P}{V_b} = \frac{110 \times 20}{110} = 20 \text{ A} \quad (5.3)$$

$$Z_b = \frac{V_b^2}{P} = \frac{110^2}{2,2k} = 5,5 \Omega \quad (5.4)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f} = 17 \text{ mH} \quad (5.5)$$

Substituindo os resultados pelas respectivas variáveis na Expressão 5.1 obtém-se uma indutância para o filtro maior ou igual a 1 mH , tendo sido utilizada para efeitos de simulação uma superior, igual a 4 mH .

Ligado ao Barramento DC aparece o conversor DC/DC elevador - abaixador, ficando responsável pela conversão de 300 V para os 100 V aos terminais das baterias. Para o dimensionamento da bobina, foi tido em consideração um *ripple* máximo de corrente igual a 10% da corrente máxima de saída (5 A) e uma frequência de comutação para os transístores de 20 kHz . Face a estas condições, obteve-se uma bobina igual a $6,7 \text{ mH}$.

5.3 Simulação do Conversor AC/DC

5.3.1 Conversor AC/DC em Ponte Completa

A Figura 5.1 apresenta o circuito utilizado para efeitos de simulação da parte de potência do conversor AC/DC no *PSIM*.

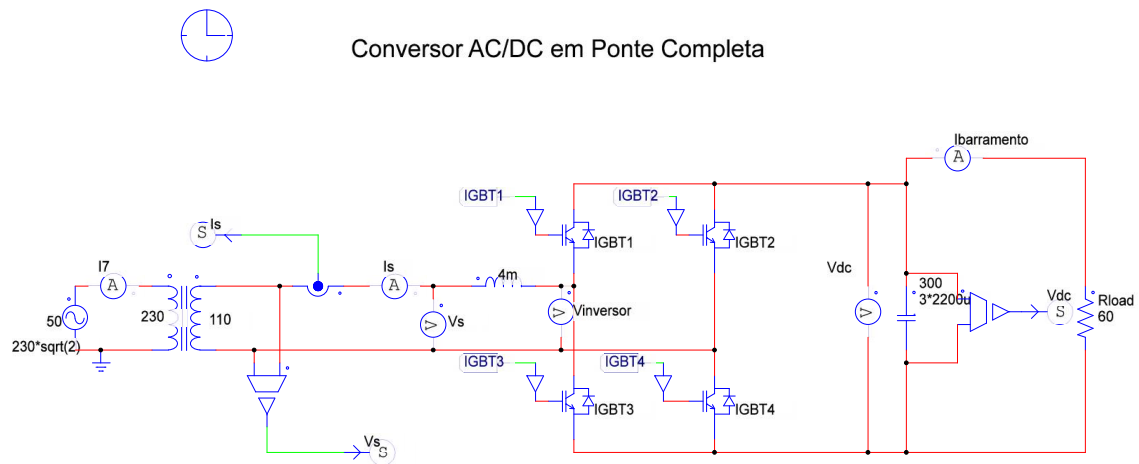


Figura 5.1: Simulação do Conversor AC/DC: Circuito de Potência

A rede elétrica está representada pela fonte de tensão sinusoidal definida com valor de pico $V_s = 325 \text{ V}$ e com uma frequência $f = 50 \text{ Hz}$. Tal como descrito na secção de dimensionamento, é necessário baixar o valor de tensão na rede. Para tal foi colocado entre o conversor e a rede um transformador com uma razão de transformação de 230 : 110, transformando a tensão da rede para $V_{rms} = 110 \text{ V}$. O filtro, ligado ao conversor está representado por uma indutância igual a 4 mH . Após a ponte de transístores aparece o barramento DC constituído pela série de três condensadores de $2200 \mu\text{F}$ em paralelo com uma carga resistiva de 60Ω .

Para a modulação dos sinais em SPWM foi construído o circuito da Figura 5.2. O circuito é composto por um par de comparadores que operam sobre um sinal de referência, *SPWM* oriundo da simulação em *Matlab* com uma onda dente de serra gerada a 10 kHz (frequência de comutação pretendida para os transístores).

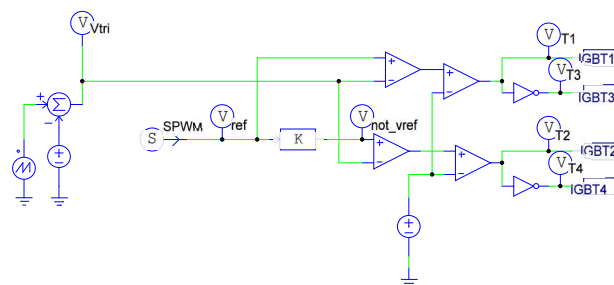


Figura 5.2: Simulação do Conversor AC/DC: Circuito de Modulação SPMW

5.3.2 Controlo Vetorial

Após a construção do circuito de potência, passou-se à implementação do algoritmo de controlo em *Simulink / Matlab*. A Figura 5.3 apresenta o aspeto geral do sistema.

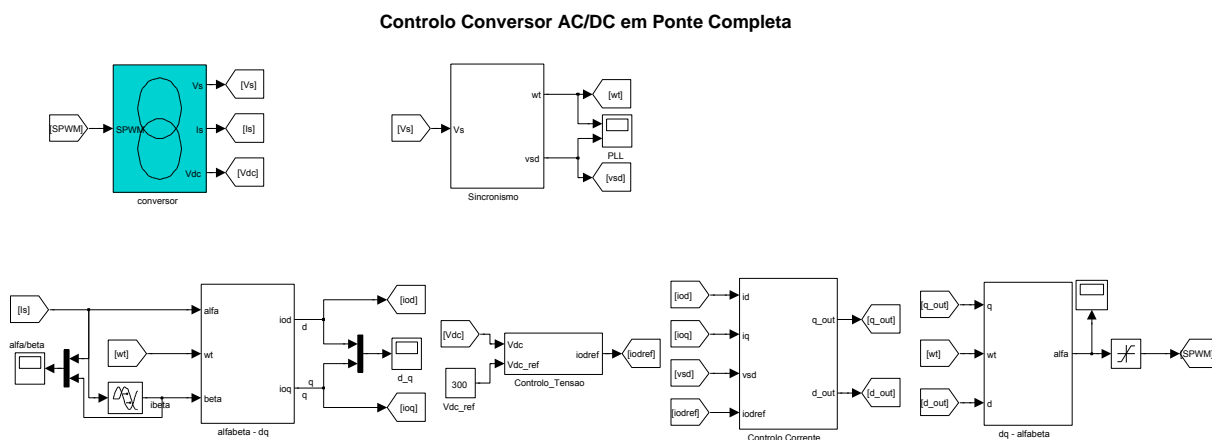


Figura 5.3: Simulação do Controlo Vetorial

A simulação do algoritmo de controlo é constituída por 6 grandes blocos, implementando em cada um deles uma diferente operação. A sua constituição e algumas considerações tidas no seu projeto serão descritas ao longo desta secção.

O primeiro bloco implementa a ligação ao *software PSIM*. Este bloco consiste no *SimCoupler* e está representado na Figura 5.4 com o nome "conversor". Da figura pode-se ver que este bloco recebe os sinais V_s (leitura do sensor de tensão na rede), I_s (leitura do sensor de corrente na rede) e V_{dc} (leitura do sensor de tensão no barramento). É também evidente o envio da referência *SPWM* que será utilizada pelo circuito da Figura 5.2 para a construção dos sinais de controlo.

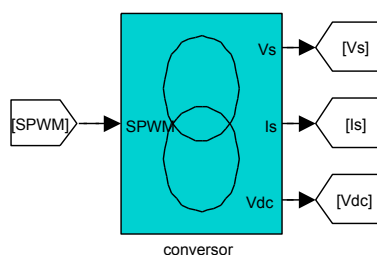


Figura 5.4: Bloco responsável pela ligação ao PSIM

Na implementação do sincronismo com a rede, foi utilizado o bloco *1-Phase PLL* disponível na biblioteca *SimPowerSystems* do *Simulink*. As configurações deste bloco consistem na definição da fase e frequência (0 e 50 *Hz*) da rede como também os ganhos do controlador PI tendo-se mantido os sugeridos por predefinição ($K_p = 180$, $K_i = 3200$ e $K_d = 1$). A Figura 5.5 mostra o subsistema "sincronismo". Uma vez que à entrada do PLL deve ser colocado o valor de tensão em PU, sentiu-se a necessidade de dividir o sinal pelo valor de pico. A Função *sincos* é utilizada para obter o pico da rede.

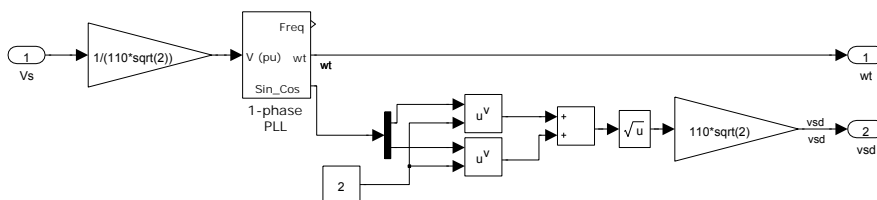


Figura 5.5: Phase Locked Loop (PLL)

A Figura 5.6 mostra os sub-sistemas responsáveis pelas transformações de coordenadas. Na construção destes blocos foi tido em conta as equações apresentadas anteriormente no Capítulo 4. Na Figura 5.6a está representada a transformação $\alpha - \beta$ para $d - q$, onde se verifica a passagem de duas componentes AC para duas componentes DC. Este bloco implementa a Equação

4.3. Já na Figura 5.6b esta representada a transformação inversa, ou seja, de $d - q$ para $\alpha - \beta$, correspondendo à Equação 4.4.

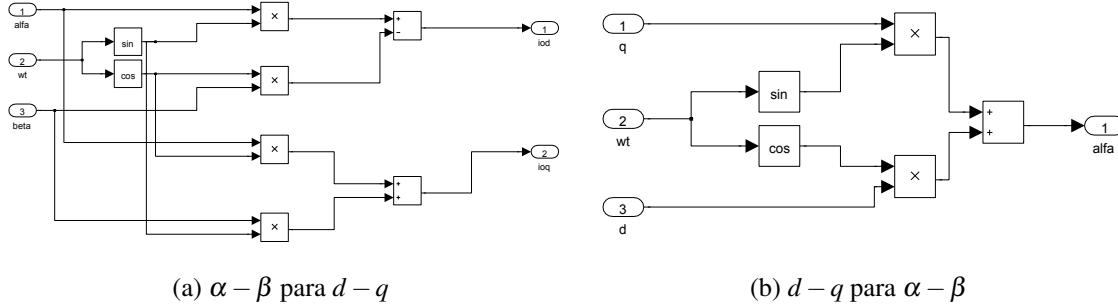


Figura 5.6: Blocos de Transformação de Coordenadas

Tal como referido anteriormente, a malha de controlo em tensão consiste unicamente num controlador PI, representada na Figura 5.7a. Através do erro gerado entre a referência e a leitura de tensão do barramento é calculado pelo PI uma nova referência para o controlo de corrente. Uma vez que a saída desta malha está diretamente relacionada com a quantidade de corrente a entrar/sair da rede, sentiu-se a necessidade de a limitar, tendo sido definido uma gama de valores de -10 A a 10 A , permitindo assim um funcionamento seguro do carregador.

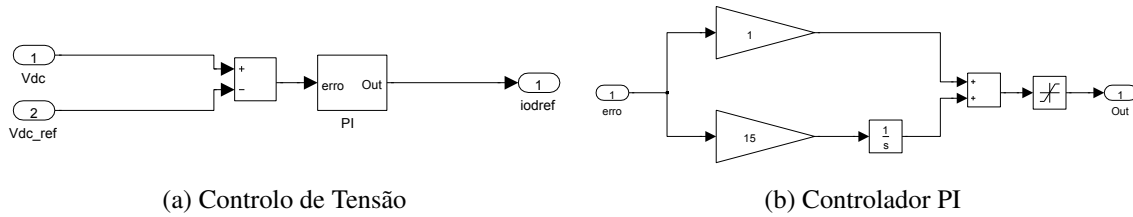


Figura 5.7: Controlo de Tensão

Com o objetivo de diminuir o número de operações e do tempo de simulação foram implementados todos os blocos PI em vez de se utilizarem os disponíveis na biblioteca do *Simulink*. A Figura 5.7b mostra o bloco PI desenhado.

Após a malha de controlo de tensão procedeu-se à construção da malha de corrente, Figura 5.8. Esta malha implementa o sistema de equações apresentado no Capítulo 4, Expressão 4.6 tendo sido unicamente adicionados os controladores PI, iguais entre si com um ganho proporcional de 100 e um integral de 0,0001.

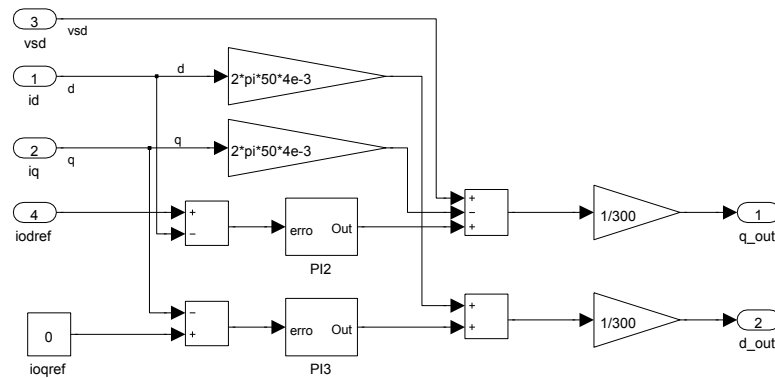


Figura 5.8: Controle de Corrente

5.3.3 Resultados de Simulação

Concluída a construção das simulações foram realizados alguns testes com o objetivo de verificar a robustez e a fiabilidade do controlador. Inicialmente foi realizado um teste ao conversor AC/DC com uma carga resistiva de 60Ω , tal como apresentado na Figura 5.1.

O primeiro resultado a verificar é o sincronismo com a rede, pois uma má definição desta operação irá comprometer o fator de potência. Na Figura 5.9a pode-se ver a saída do bloco PLL, que tal como esperado, oscila entre a fase máxima e a mínima com um período coincidente com o da rede. Sobrepondo o sinal à saída do PLL com a tensão na rede, Figura 5.9b, verifica-se o bom desempenho deste bloco.

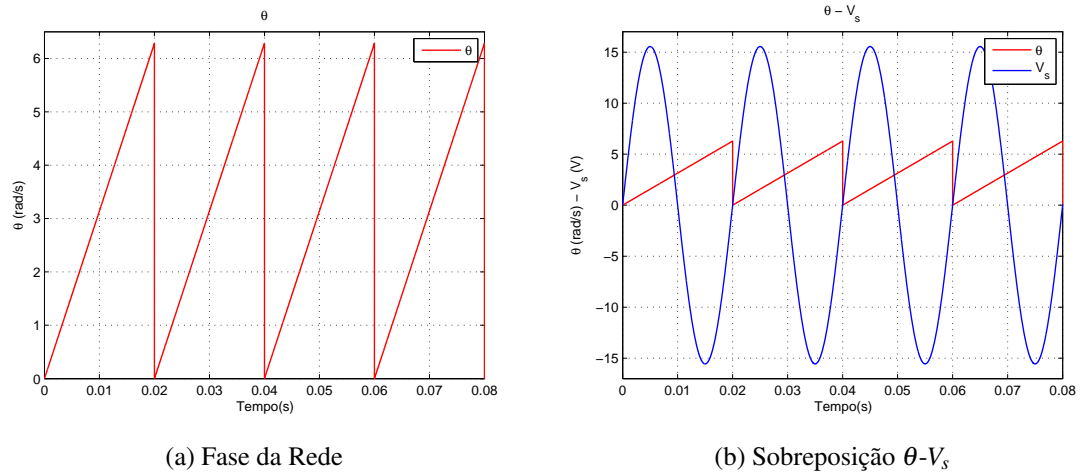


Figura 5.9: Saída do Bloco PLL - Fase na Rede

Para validar o bom funcionamento deste sistema, foi analisado para um caso em que a tensão na rede não é ideal, ou seja, uma forma de onda com algum conteúdo harmónico. Assim, espera-se que o PLL continue a determinar a fase presente na rede. A Figura 5.10 mostra o resultado deste teste realizado.

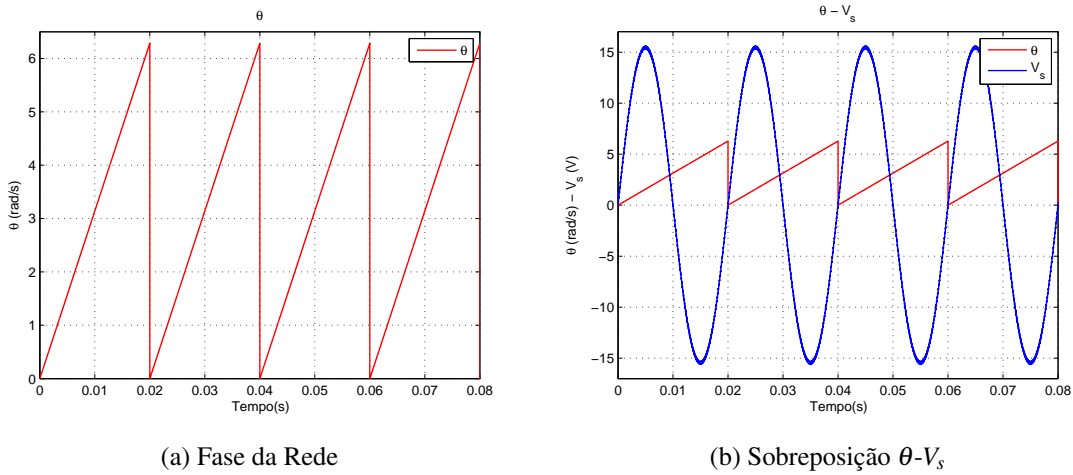


Figura 5.10: Saída do Bloco PLL - Fase na Rede Poluída

Comparando os resultados das Figuras 5.10a e 5.10b com as apresentados na Figura 5.9a e 5.9b verifica-se que à saída do PLL obteve-se a mesma forma de onda, comprovando assim o bom funcionamento do subsistema.

Para o controlo de corrente, a primeira operação a fazer é a separação da componente α da β através da aplicação de uma atraso na fase da corrente igual a 90° . Na Figura 5.11 pode ser visto o resultado desta operação, verificando-se que as formas de onda se encontram desfasadas 0.005s, ou seja, 90° .

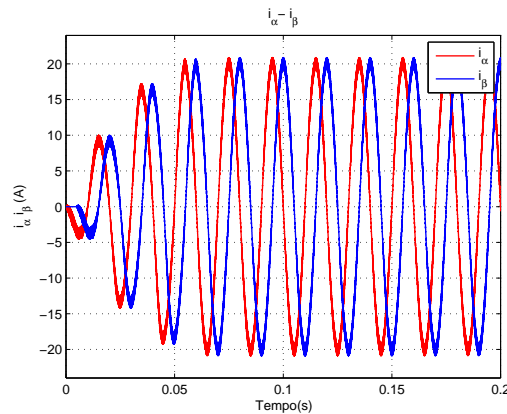


Figura 5.11: Componente da corrente i_α e i_β

Aplicando a transformação $\alpha - \beta$ para $d - q$, utilizando o bloco apresentado na Figura 5.6a, é de esperar que o resultado sejam duas formas de onda de corrente DC tal como apresentado na Figura 5.12. A vermelho está traçada a forma de onda da componente d, enquanto que a azul a componente q, que como se pode ver, ambas seguem a referência dada, comprovando assim o bom funcionamento do controlo de corrente.

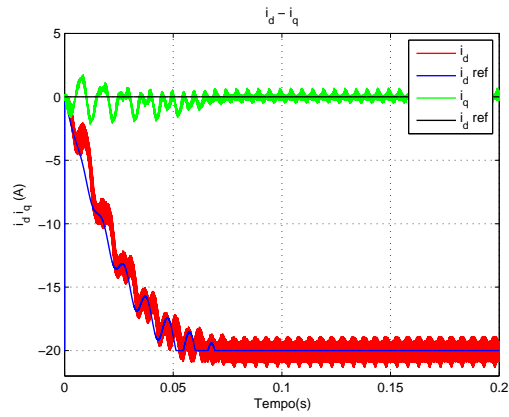
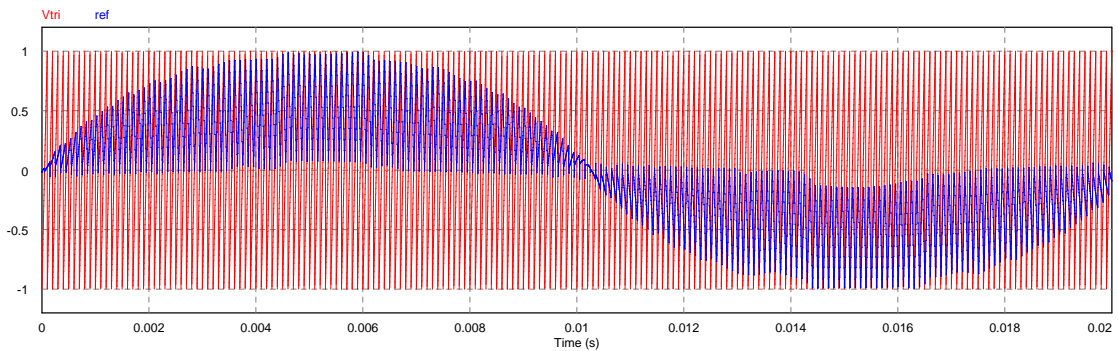
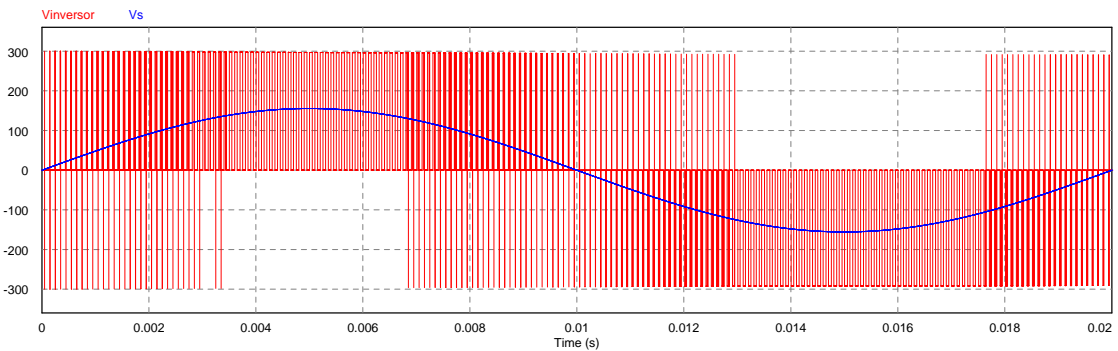


Figura 5.12: Componente da corrente i_d e i_q

À saída do controle é obtida uma onda de referência sinusoidal para ser utilizada na modulação dos PWMs aplicados aos transístores constituintes do conversor. Na Figura 5.13a é visível a comparação entre a referência, a azul, e a onda dente de serra (*sawtooth*), a vermelho. Desta comparação resulta a forma de onda à saída do inversor, Figura 5.13b. Verifica-se que nos instantes em que a tensão é positiva, os transístores $T1$ e $T4$ estão a comutar, enquanto para valores negativos comutam $T2$ e $T3$.



(a) Onda *Sawtooth* (vermelho) e Referência Sinusoidal (azul)



(b) Tensão à saída do Inversor (vermelho) e Tensão na rede (azul)

Figura 5.13: Modulação SPWM e Saída de Tensão à saída do Inversor

De seguida é analisado o comportamento da Tensão no barramento DC, Figura 5.14. Verifica-se que o objetivo do controlo em tensão é atingido pelo facto de esta apresentar um valor constante, contrariando qualquer oscilação que ocorra.

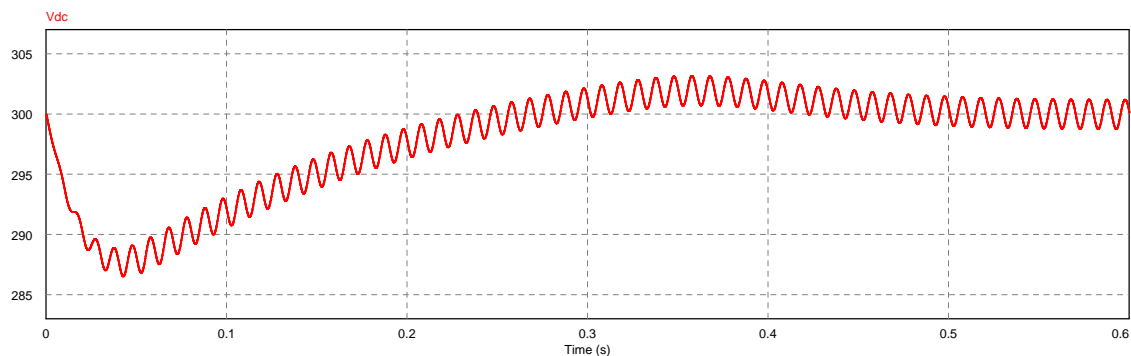


Figura 5.14: Tensão no barramento DC (300 V)

Para concluir os resultados, é analisada a tensão e corrente na rede, V_s e I_s respetivamente. É fundamental que a forma de onda de corrente a retirar ou injetar na rede não perturbe restantes utilizadores, nem comprometa o bom funcionamento da rede. A Figura 5.15 mostra o resultado do controlo, onde se pode verificar que as formas de ondas estão sincronizadas. Uma vez que o sensor de corrente, para este controlo, está invertido verifica-se que em regime permanente, neste caso, o sistema está a retirar energia da rede, tal como esperado.

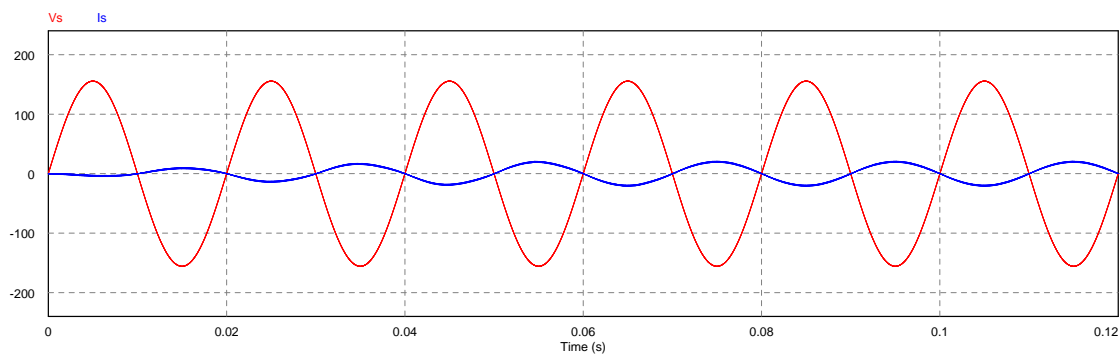


Figura 5.15: Tensão, a vermelho e Corrente, a azul, na Rede

Concluída assim a simulação do conversor AC/DC segue-se uma análise à forma de onda de corrente produzida à saída do inversor. Esta análise é feita com base em dois indicadores: o fator de potência (PF) e o *Total Harmonic Distortion* (THD). O PF, tal como referido anteriormente, pretende-se o mais próximo do valor unitário. Este requisito vem do facto de se pretender que toda a potência no sistema seja útil, não apresentando nenhuma componente reativa. Já o THD serve para calcular a quantidade de distorção da forma de onda da corrente, neste sistema de ligação à rede pretende-se um valor inferior a 5 %.

Uma vez que os programas de simulação oferecem ferramentas de cálculo destes parâmetros, não se sentiu a necessidade de realizar os cálculos. Para o cálculo do PF foi utilizado o PSIM, enquanto para o THD foi utilizada a ferramenta *FFT Analysis* presente na biblioteca *Powergui* do simulink.

Na Figura 5.16 está representado o resultado do cálculo do PF. Como se pode ver, este aproxima-se do objetivo, apresentando um valor igual a 0,98.

Power Factor		
Time	From	1.0000000e-007
Time	To	6.0000010e-001
Is vs. Vs		-9.8942240e-001

Figura 5.16: Fator de Potência

Quanto ao espectro de harmônicos da forma de onda da corrente, Figura 5.17, verificamos que o sinal apresenta um fator de distorção igual a 3,15 %. Tal como esperado, no espectro aparecem três zonas onde a concentração dos harmônicos é superior que são junto à frequência da rede (50 Hz), em torno da frequência de comutação dos IGBTs (10 kHz) e duas vezes essa frequência (20 kHz).

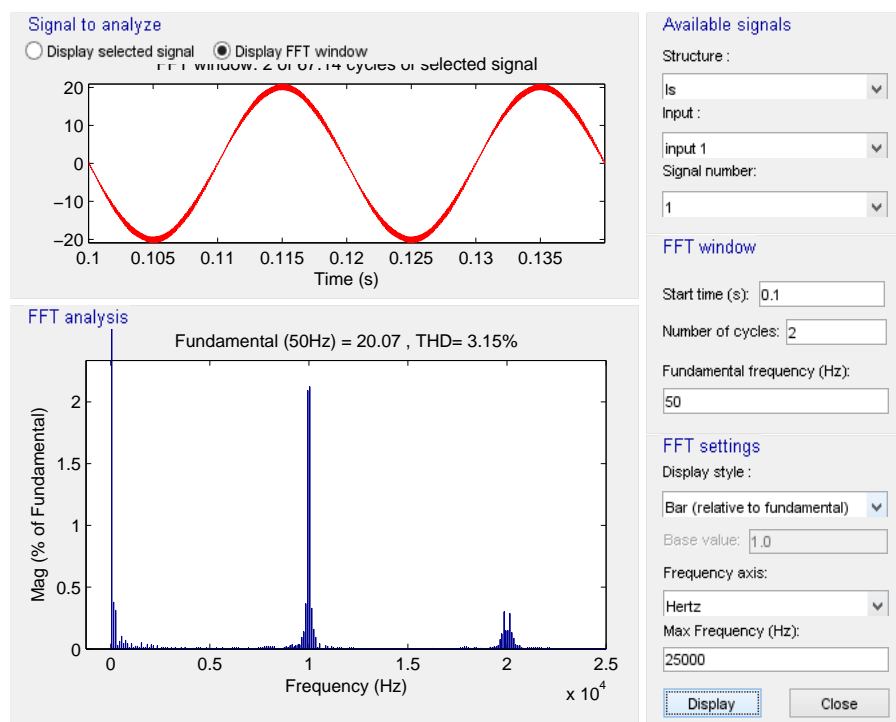


Figura 5.17: Análise de Fourier da forma de onda da corrente na rede

5.4 Simulação do Conversor DC/DC

5.4.1 Conversor DC/DC Elevador - Abaixador

Após a simulação do conversor AC/DC procedeu-se a simulação do DC/DC. Semelhante ao caso anterior, tanto o circuito de potência como o de modulação do PWM foram construídos no *PSIM*. A Figura 5.18 mostra o circuito implementado para a realização da simulação.

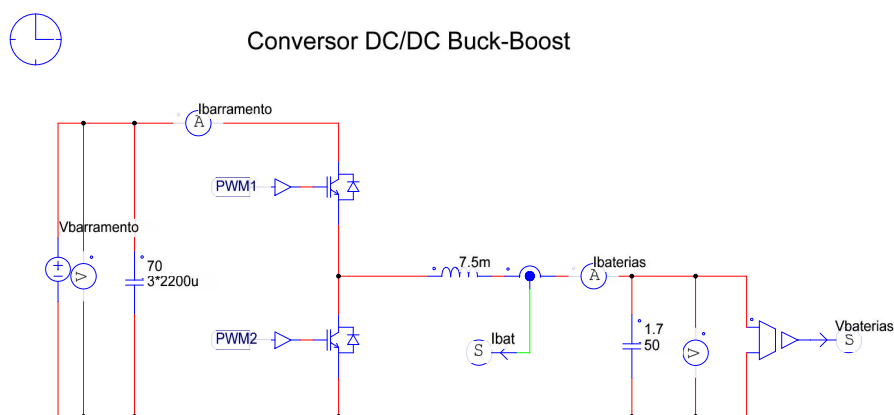


Figura 5.18: Simulação do Conversor DC/DC Elevador - Abaixador: Circuito de Potência

O circuito é constituído pelos condensadores pertencentes ao barramento DC, iguais aos utilizados na simulação do AC/DC, os dois transístores, uma bobina de $7,45\text{ mH}$ e pelas baterias, representadas por um condensador. Apesar de no dimensionamento a bobina ser ligeiramente diferente, durante as simulações foi utilizado um valor ligeiramente acima pelo facto de ter sido disponibilizada na faculdade uma dessa grandeza e assim obter resultados mais reais. O valor da capacidade que representa as baterias é o equivalente a uma célula.

Na Figura 5.19 aparece o circuito responsável pela criação dos sinais de comando dos transístores a partir das referências criadas na simulação em *Simulink*.

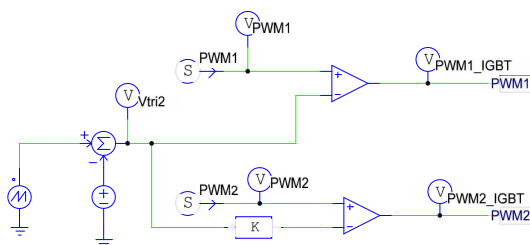


Figura 5.19: Simulação do Conversor DC/DC: Circuito de Modulação PWM

5.4.2 Controle

O controle do conversor DC/DC implementado no *Simulink* apresenta a estrutura representada na Figura 5.20.

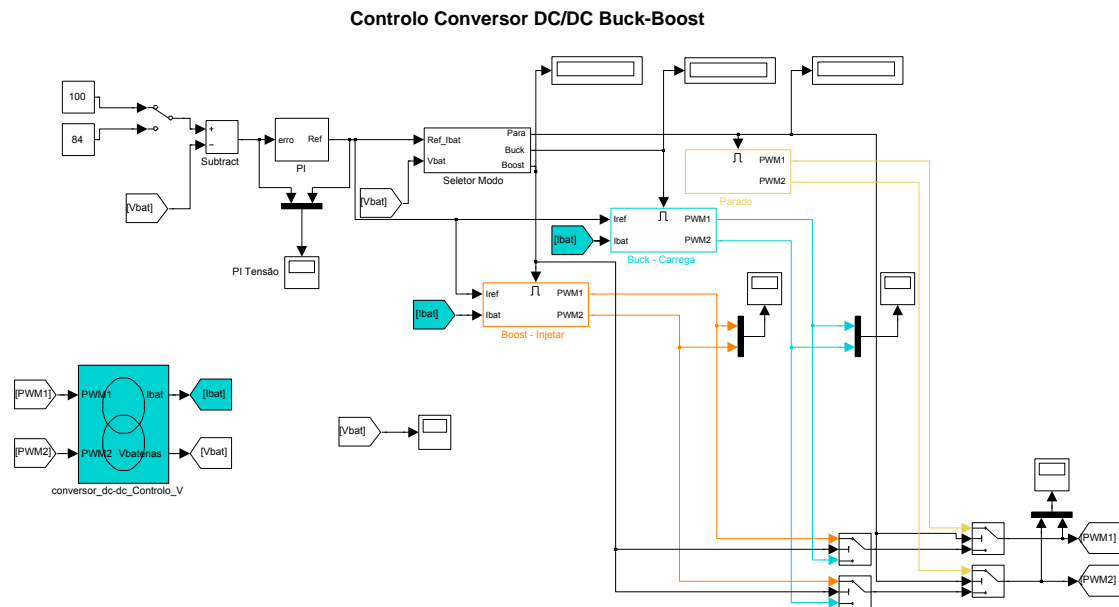


Figura 5.20: Simulação do Controle do Conversor DC/DC

Através da figura conclui-se que este controle se divide em três grandes grupos, que são: o controle de tensão, o seletor de modo e o controle de corrente. Ao longo desta secção serão explicados com maior detalhe cada um destes grupos.

O primeiro estágio deste método consiste no controle em tensão do *pack* de baterias, Figura 5.21. Este subsistema tem como objetivo a partir de uma tensão escolhida, previamente, calcular uma referência a ser aplicada no controle de corrente. Esta malha consiste unicamente num controlador linear PI com um ganho proporcional de 10 e um integral de 0,1. A sua saída está limitada por um bloco de saturação, permitindo uma operação com as baterias segura e dentro dos limites aceitáveis, evitando o possível desgaste ou até mesmo deterioração.

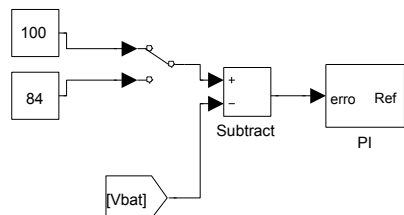


Figura 5.21: Controle em Tensão aos terminais do pack de baterias

Entre o controlo em tensão e o de corrente, a referência gerada no primeiro é submetida a um bloco que implementa um sistema de gestão de baterias. Este bloco denomina-se por seletor de modo e está representado na Figura 5.22. A sua função principal é a partir de lógica básica determinar qual o modo de funcionamento mais apropriado.

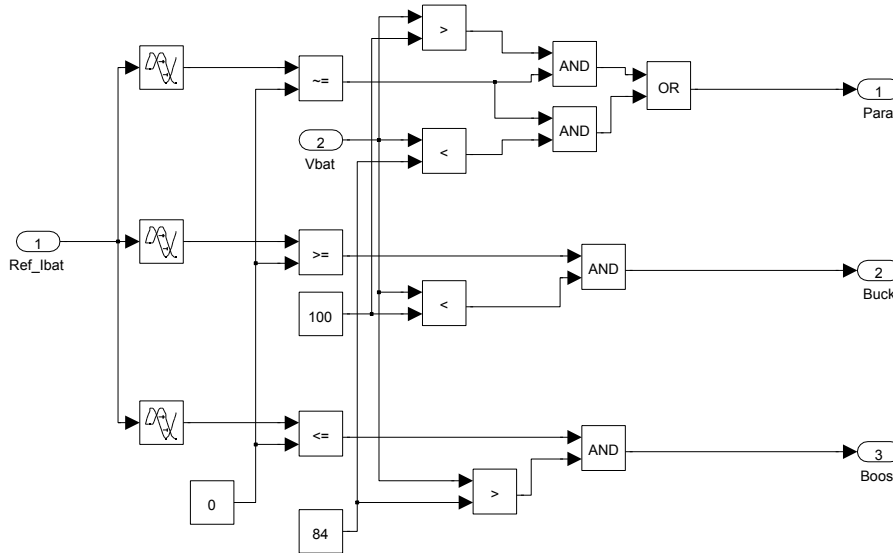


Figura 5.22: Seletor de Modo de Funcionamento

Este subsistema começa por comparar a referência de corrente $I_{BAT_{ref}}$ com 0 para verificar um de três casos possíveis. Dependendo do caso detetado é dada ordem para o resto do controlo. Os casos possíveis são:

- $I_{BAT_{ref}} = 0$ A: Para este caso a tensão nas baterias é comparada com o limite máximo ($V_{BAT} > 100$ V) e com o mínimo ($V_{BAT} < 84$ V). Se alguma destas condições se verificar, quer dizer que o objetivo da operação foi concluído (baterias totalmente carregadas/descarregadas), desativando o controlo;
- $I_{BAT_{ref}} \geq 0$ A: Se a referência for superior a 0 A e a tensão nas baterias for inferior a 100V é dada ordem ao controlo para entrar no modo *buck* permitindo o carregamento;
- $I_{BAT_{ref}} \leq 0$ A: Contrariamente, se a referência for negativa e o limite inferior das baterias ainda não tenha sido atingido o carregador dá ordem de descarga de baterias ativando o modo *Boost*.

Como medida de prevenção contra curtos circuitos no barramento DC, foi colocado um pequeno atraso ($1/20$ kHz) antes das comparações de forma a que durante as trocas de estados do carregador não sejam fechados ambos os interruptores no mesmo instante, permitindo assim uma operação segura do conversor.

O último grupo consiste no controlo de corrente. Tal como referenciado anteriormente, Capítulo 4, Secção 4.3, dependendo do modo de funcionamento do conversor o transístor a ser controlado também vai sendo alterado. Na Figura 5.23 pode ser vista a malha de controlo em função do modo de funcionamento.

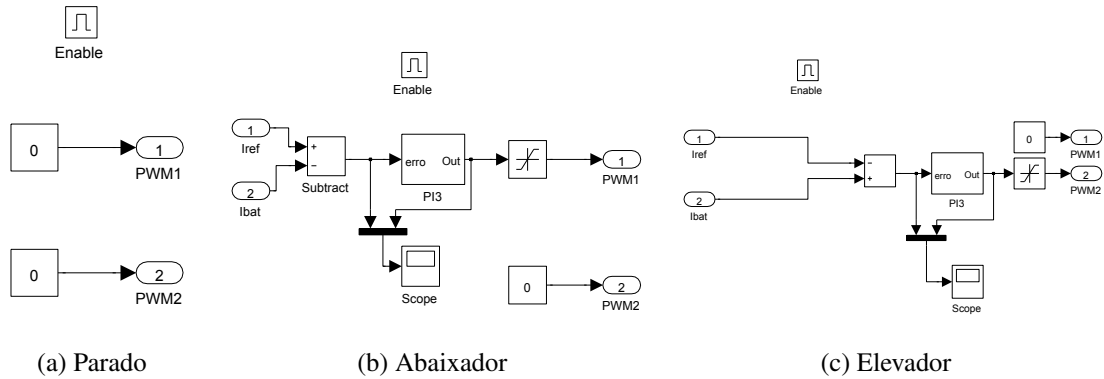


Figura 5.23: Modos do Conversor DC/DC

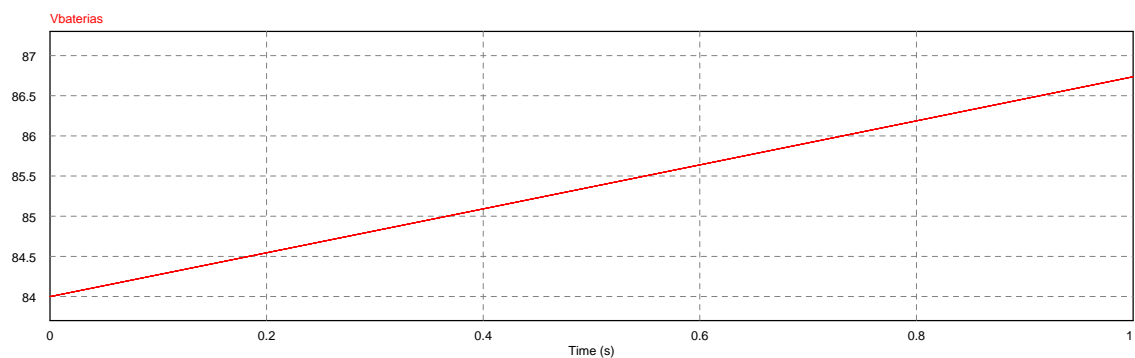
No modo "Parado", Figura 5.23a é definido um *duty cycle* nulo para ambos os transístores, deixando-os em aberto. O segundo caso, Figura 5.23b constitui o modo "Abaixador", onde o transístor $T1$ é controlado deixando $T2$ em aberto. Por fim, o modo "Elevador", Figura 5.23c que apresenta um comportamento contrário ao caso anterior, pois $T1$ deixa de ser controlado, deixando em aberto, passando $T2$ a receber sinal de comando.

Apesar do objetivo dos modos ser diferente entre eles, os blocos PI apresentados são iguais tendo um valor de $K_p = 1$ e $K_i = 0,1$.

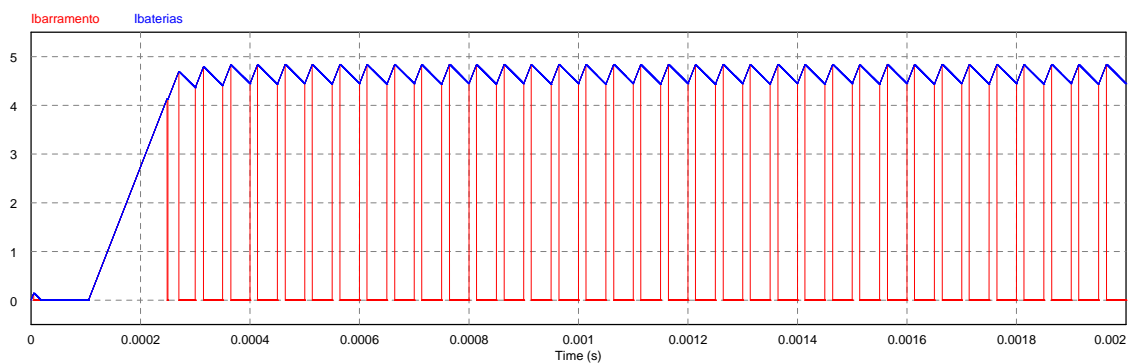
5.4.3 Resultados de Simulação

Nesta secção serão apresentados os principais resultados da simulação do conversor DC/DC. Devido ao elevado número de pontos necessários para a representação correta das formas de onda resultantes da simulação não serão apresentados perfis de carga ou descarga completos.

Na Figura 5.24 está representado o carregamento das baterias, caracterizado pela subida de tensão no *pack* de baterias, Figura 5.24a. Associado aos carregamentos estão as formas de onda da corrente, Figura 5.24b. A vermelho está representada a corrente do barramento DC, enquanto a azul a das baterias, que tal como esperado, o seu *ripple* é no máximo 0,5 A (10 % da corrente máxima).



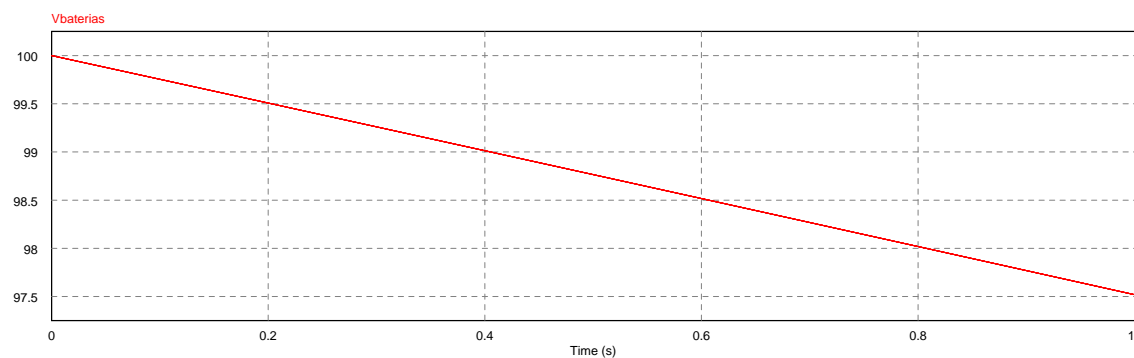
(a) Tensão aos Terminais das Baterias



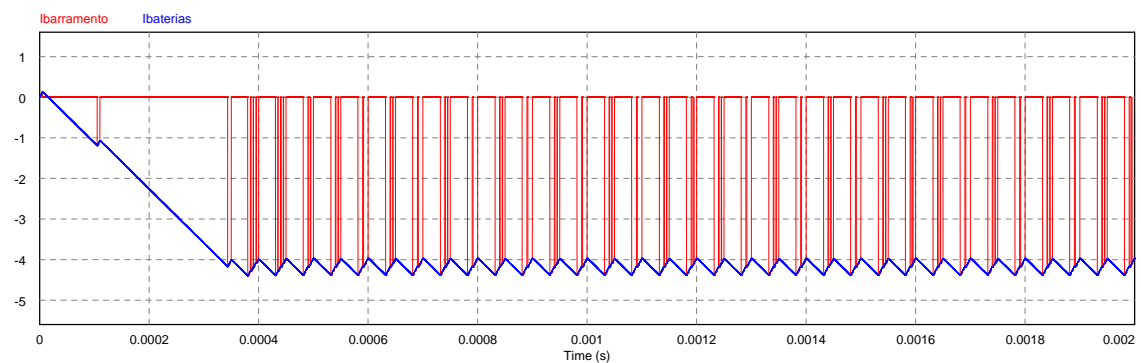
(b) Corrente no Barramento DC (a vermelho) e nas Baterias (a azul)

Figura 5.24: Carregamento de Baterias

Paralelamente à carga das baterias, existe a possibilidade de descarga. Na Figura 5.25 é apresentado o resultado da simulação durante uma descarga, onde na Figura 5.24a se pode ver a tensão a descer aos terminais do *pack*, correspondendo a uma corrente negativa, 5.24b.



(a) Tensão aos Terminais das Baterias



(b) Corrente no Barramento DC (a vermelho) e nas Baterias (a azul)

Figura 5.25: Descarga de Baterias

Comparando as formas de onda da corrente de carga e descarga, Figuras 5.24b e 5.25b respetivamente, pode-se verificar que as formas de onda são iguais alterando apenas o sentido, algo que seria de esperar uma vez que as malhas de controlo são iguais entre si. Assim, pode-se comprovar o bom funcionamento do controlo de corrente.

Quanto à validação da malha de controlo em tensão, os resultados serão apresentados na Secção 5.5.

5.5 Simulação do Sistema de Carga

Como o objetivo desta dissertação consiste num carregador, foi feita uma simulação conjunta de ambos os conversores, anteriormente apresentados, após a validação do seu desempenho individual. A simulação geral permite verificar o comportamento, em regime permanente do controlo como também comprovar a alternância entre os modos de funcionamento.

Como carga foi escolhida uma capacidade igual a uma célula de chumbo que opera numa gama de valores entre os 84V e os 100V. Para permitir a visualização de um perfil de carga e descarga completos foi feita uma redução do número de pontos da simulação, permitindo simular um período mais longo, mas em contrapartida reduz a qualidade dos resultados apresentados.

Na Figura 5.26 está representado o circuito de potência constituído do carregador bidirecional, que resulta da ligação dos dois conversores AC/DC e DC/DC.

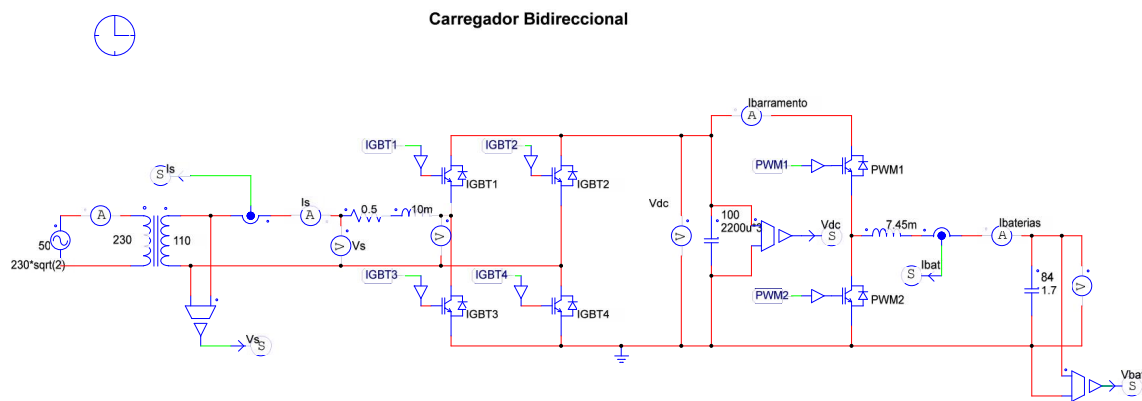


Figura 5.26: Circuito de Potência do Carregador

Quanto ao controlo, a Figura 5.27 mostra o diagrama geral do carregador. O bloco azul representa a ligação ao circuito de potência no *PSIM*, o bloco laranja contém o controlo do conversor AC/DC, apresentado na Figura 5.3 enquanto o verde inclui o controlo do conversor DC/DC, Figura 5.20.

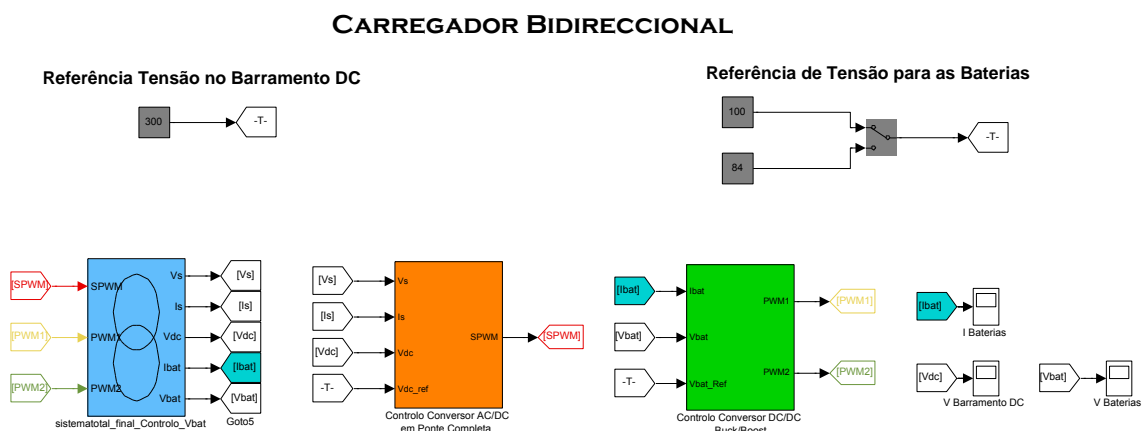


Figura 5.27: Controlo do Carregador

5.5.1 Carregamento de Baterias

O primeiro caso apresentado resulta de um perfil de carga das baterias. Para tal foi definida uma referência para a tensão das baterias em 100 V e uma tensão no barramento DC igual a 300 V. O primeiro resultado apresentado é a tensão e corrente na rede, Figura 5.28. A forma de onda traçada a azul corresponde à tensão, enquanto a verde aparece a corrente multiplicada por um fator de 10, para uma melhor leitura e análise de resultados. Como se pode ver, as formas de onda encontram-se sincronizadas e neste caso representam o envio de corrente para o barramento, pois

estão desfasadas 180° . Apesar da carga aplicada ao circuito ter sido alterada, o fator de potência continua com um valor próximo da unidade.

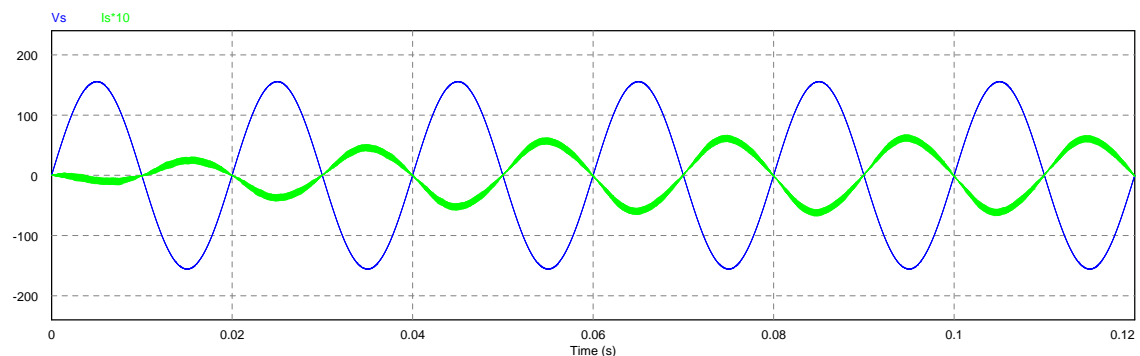


Figura 5.28: Perfil de carga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede

A tensão do barramento DC continua a manter-se estável em torno do valor pretendido, Figura 5.29. Verifica-se que o controlo responde rapidamente as variações da carga, ou seja, no primeiro instante ao iniciar o carregamento o barramento sofre uma descarga que facilmente é recuperada. Por outro lado, perto dos 6s existe uma pequena subida que rapidamente é contrariada. Essa subida é coincidente com o momento em que as baterias atingem a carga máxima, deixando de receber corrente.

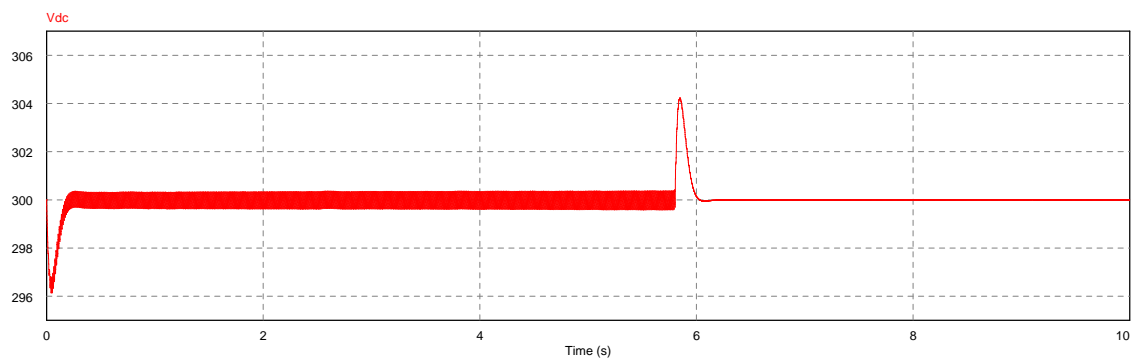


Figura 5.29: Perfil de carga das baterias: Tensão no barramento DC

De seguida, é apresentada a tensão das baterias, Figura 5.30. Como se pode ver, a tensão vai subindo linearmente até à tensão definida no controlo verificando que assim que o limite é atingido o controlo entra no modo parado. Este resultado permite também validar o controlo em tensão do conversor DC/DC.

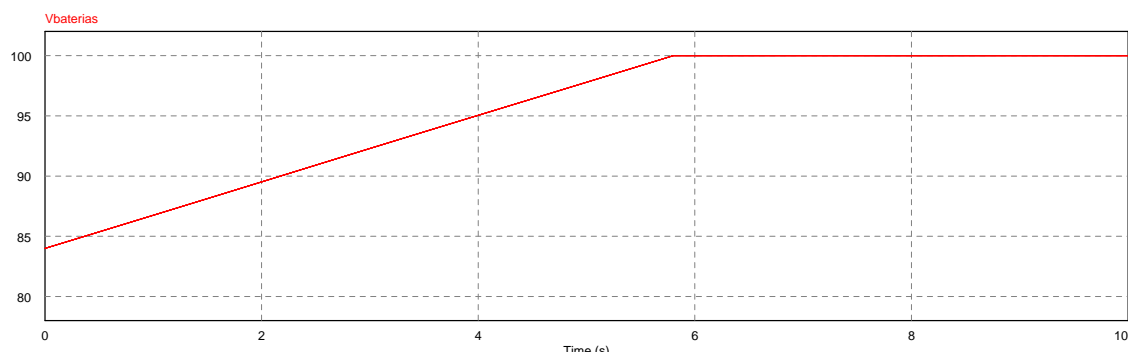


Figura 5.30: Perfil de carga das baterias: Tensão no pack de baterias

Por fim, a corrente nas baterias. Esta forma de onda está representada na Figura 5.31. Enquanto a tensão máxima não é atingida as baterias vão recebendo corrente. Assim que a tensão máxima é atingida e o modo parado entra a corrente cai para 0 A.

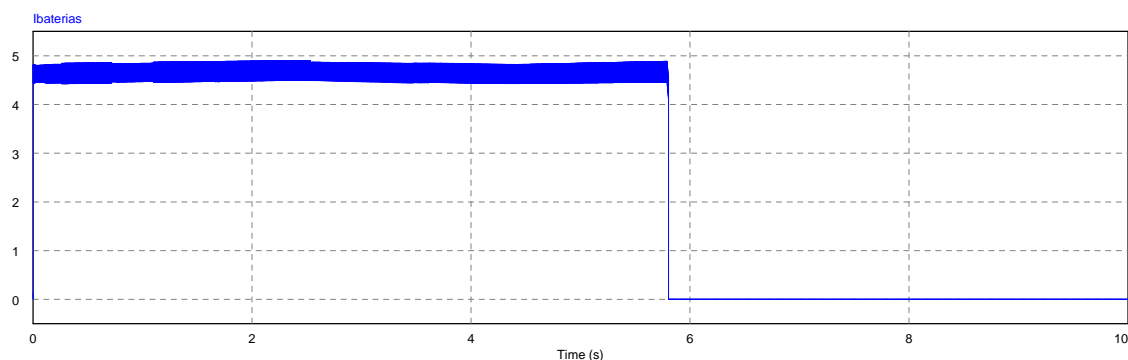


Figura 5.31: Perfil de carga das baterias: Corrente nas Baterias

5.5.2 Injeção de corrente na rede

Uma outra função deste carregador é injeção de energia na rede, tendo sido feita uma simulação para este caso também. A única alteração feita em relação ao caso anterior foi colocar as baterias à sua carga máxima e impor pelo controlo uma descarga até ao limite mínimo.

A Figura 5.32 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na rede. Numa primeira análise pode-se ver que o sistema se encontra a injetar corrente na rede pelo facto de as ondas estarem em fase. Quanto ao fator de potência, este continua a ter um valor próximo de um, ressaltando assim o bom funcionamento do método de controlo para qualquer caso de funcionamento.

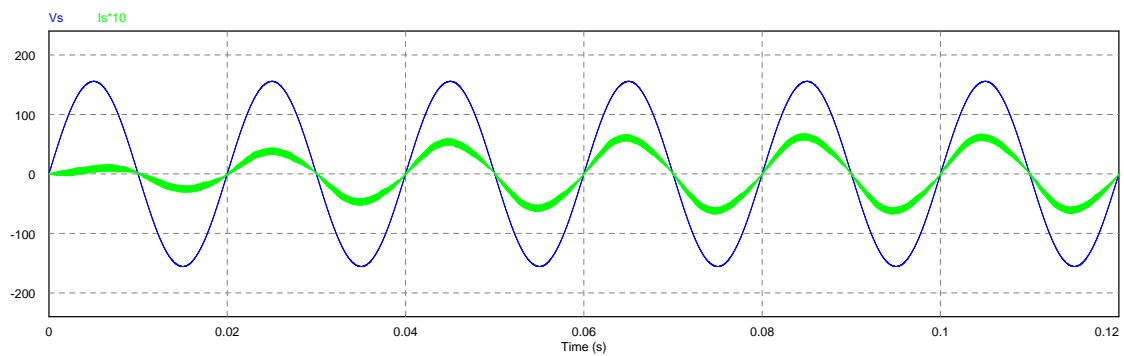


Figura 5.32: Perfil de descarga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede

Comparativamente ao comportamento da tensão no barramento DC durante uma carga, Figura 5.29, durante a descarga, tal como o esperado, é obtido um comportamento contrário, Figura 5.33. Nos primeiros instantes há uma ligeira subida, verificando-se uma pequena descida assim que o controlo pára, comprovando assim que o controlador volta a colocar o barramento no seu valor de referência.

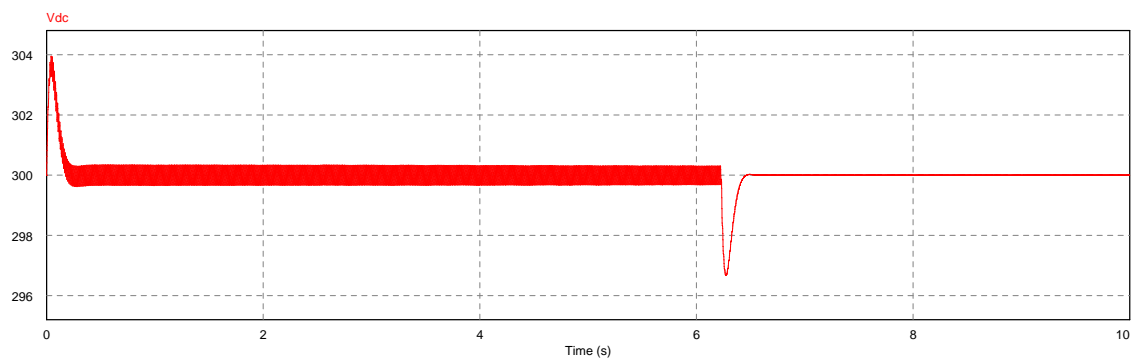


Figura 5.33: Perfil de descarga das baterias: Tensão no barramento DC

Mais uma vez, pelo comportamento da tensão aos terminais do *pack* verifica-se que quando é atingido o limite pretendido o controlo é parado. A Figura 5.34 mostra o comportamento das baterias.

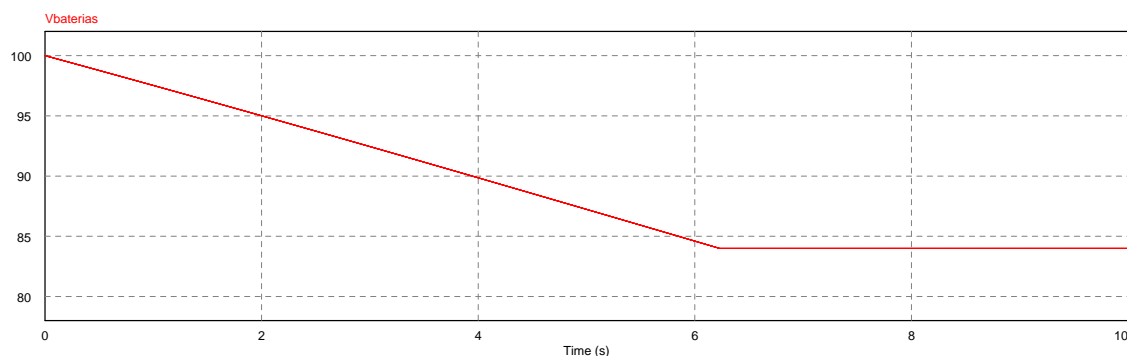


Figura 5.34: Perfil de descarga das baterias: Tensão no pack de baterias

Tal como esperado, comparando as formas de onda das corrente em descarga, 5.35, com o caso do carregamento, Figura 5.31, verifica-se que são semelhantes, alterando unicamente o sentido. É também visível o efeito da paragem de controlo, pela quebra na magnitude.

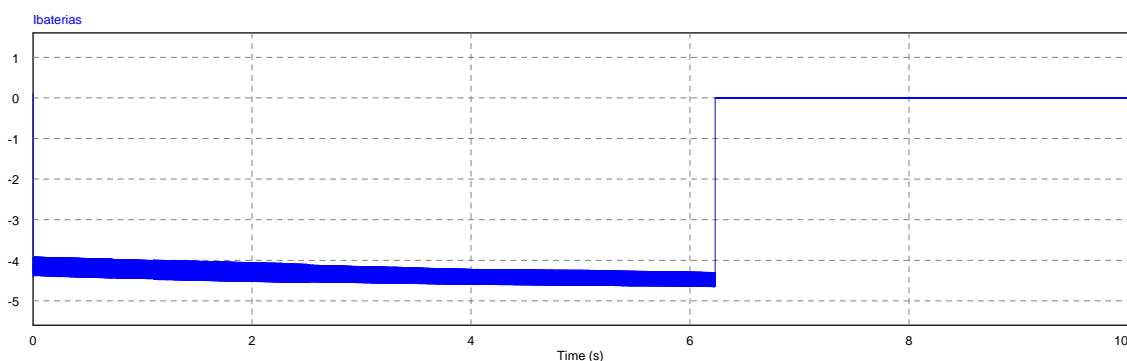


Figura 5.35: Perfil de descarga das baterias: Corrente nas Baterias

Após as simulações da carga e da descarga verifica-se que o controlador apresenta o comportamento adequado para o sistema. Assim, está em condições de ser validado e aplicado.

5.6 Discretização do Modelo do Sistema

Numa tentativa de aproximação a um ambiente real e melhor afinação dos ganhos dos PIs, procedeu-se à discretização do controlador do sistema.

Antes da construção da simulação, sentiu-se a necessidade de escolher o método de discretização mais apropriado. De entre os métodos mais conhecidos, *Forward Euler Method*, *Bilinear Transform* ou *Backward Euler Method* optou-se pela transformação bilinear por facultar preservação da estabilidade e o facto de poder ser aplicada em qualquer caso. Esta transformação é traduzida pela Expressão 5.6.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.6)$$

Na Expressão 5.6, T_s representa o período de amostragem, o qual foi definido como sendo 1×10^{-5} . Para além da discretização dos PIs, foi também necessário alterar alguns blocos específicos pelo seu correspondente em discreto, como é o caso dos *delays* e o PLL, mantendo os restantes. Na Figura 5.36 estão representados os blocos correspondentes utilizados na simulação discreta.

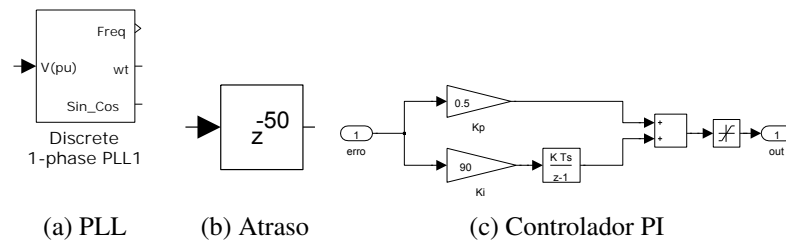


Figura 5.36: Blocos Discretos

Construído o modelo discreto do sistema procedeu-se à sua simulação, tanto para um perfil de carga como de descarga das baterias, sendo apresentados os resultados nas Secções 5.6.1 e 5.6.2.

5.6.1 Carregamento de Baterias

Na Figura 5.37 está representada a tensão e corrente na rede durante o carregamento das baterias, que comparativamente com o caso contínuo, Figura 5.28, verifica-se que o sistema continua a ter um comportamento idêntico.

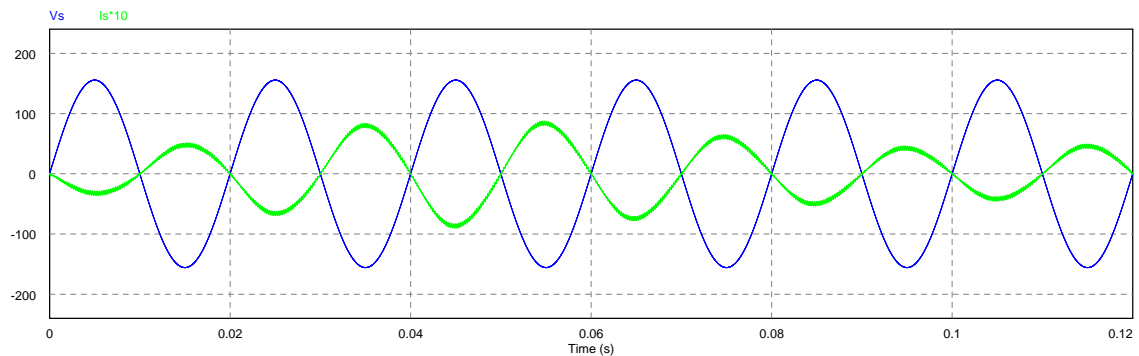


Figura 5.37: Perfil de carga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede

De seguida, Figura 5.38, está representada a tensão no barramento DC, que tal como pretendido, mantém-se constante em torno dos 300V.

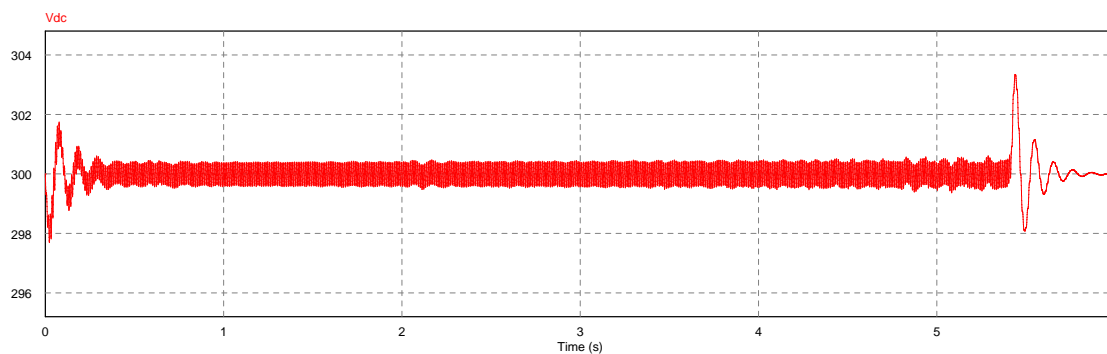


Figura 5.38: Perfil de carga das baterias: Tensão no barramento DC

Relativamente à tensão nas baterias, Figura 5.39, pode-se verificar que esta vai subindo lentamente até ao valor definido no controlo, ou seja, o valor máximo permitido aos terminais do *pack*.

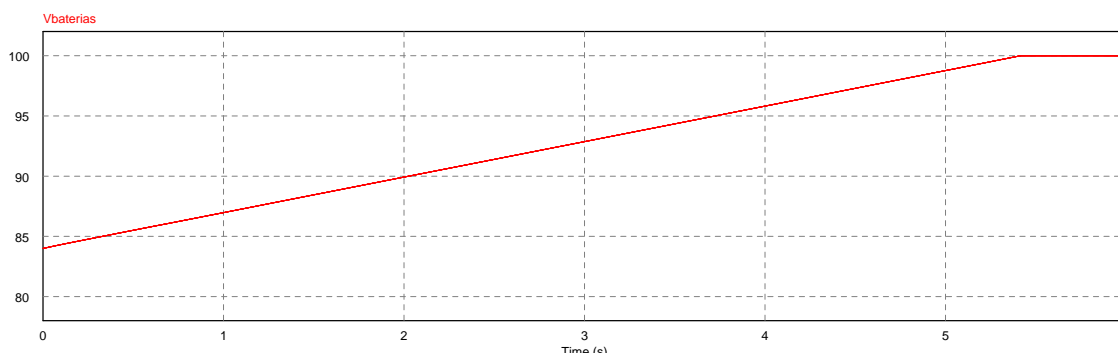


Figura 5.39: Perfil de carga das baterias: Tensão no pack de baterias

Quanto à corrente, Figura 5.40, assim que o valor máximo de tensão nas baterias é atingido verifica-se que o conversor DC/DC passa do modo abaixador para o parado. Esta alteração de modo é indicada pela descida da referência de corrente enviada para as baterias.

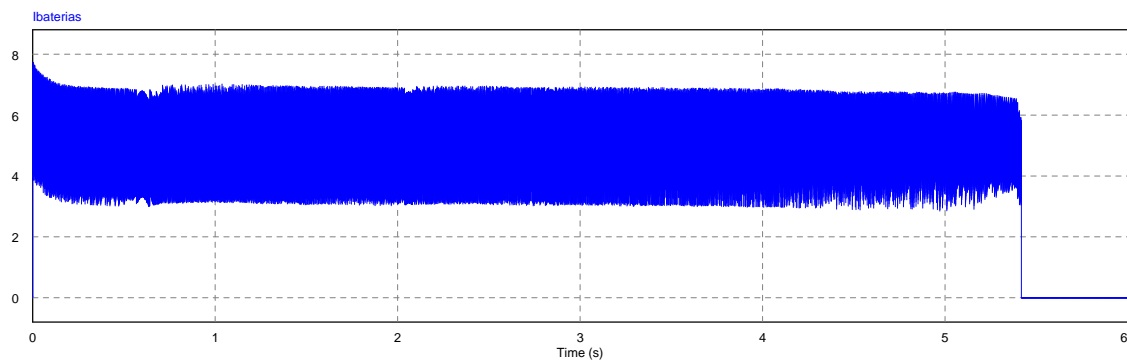


Figura 5.40: Perfil de carga das baterias: Corrente nas Baterias

5.6.2 Injeção de corrente na rede

Além da carga de baterias, também foi feito, em ambiente discreto, uma simulação para o caso em que é injetada corrente na rede. Na Figura 5.41 está representada a corrente e tensão na rede.

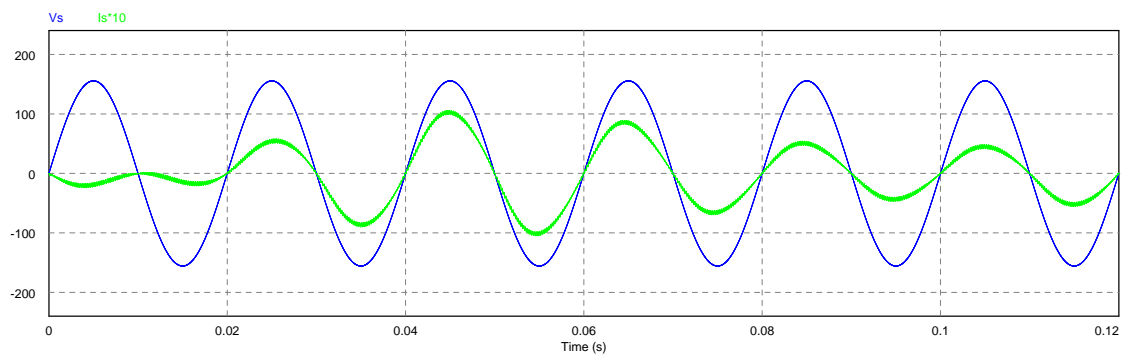


Figura 5.41: Perfil de descarga das baterias: Tensão (a azul) e corrente (a verde) na rede

Quanto à tensão no Barramento DC, Figura 5.42, à medida que as baterias são descarregadas esta vai-se mantendo constante, contrariando as pequenas oscilações resultantes da alteração da carga.

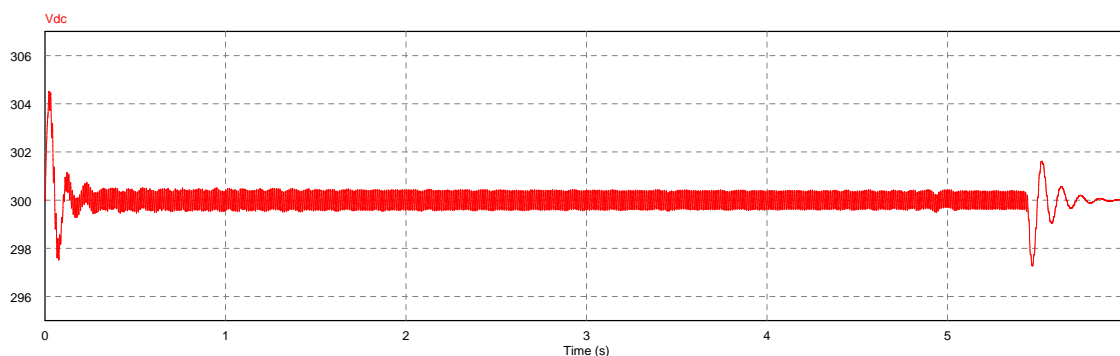


Figura 5.42: Perfil de descarga das baterias: Tensão no barramento DC

Na Figura 5.43 está representada a tensão aos terminais do pack de baterias, que tal como o esperado, vai diminuindo ao longo do tempo, já que se trata de uma injeção de corrente na rede.

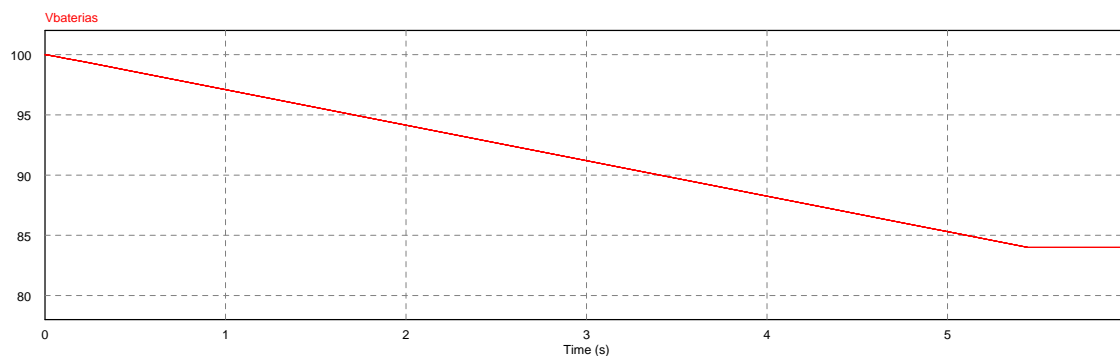


Figura 5.43: Perfil de descarga das baterias: Tensão no pack de baterias

Por fim, a corrente nas baterias, Figura 5.44. Tal como acontecia no caso anterior, assim que a tensão pretendida para o *pack* é atingida o modo elevador é desligado passando a estar ativo o modo parado, resultando numa corrente à saída igual a 0A.

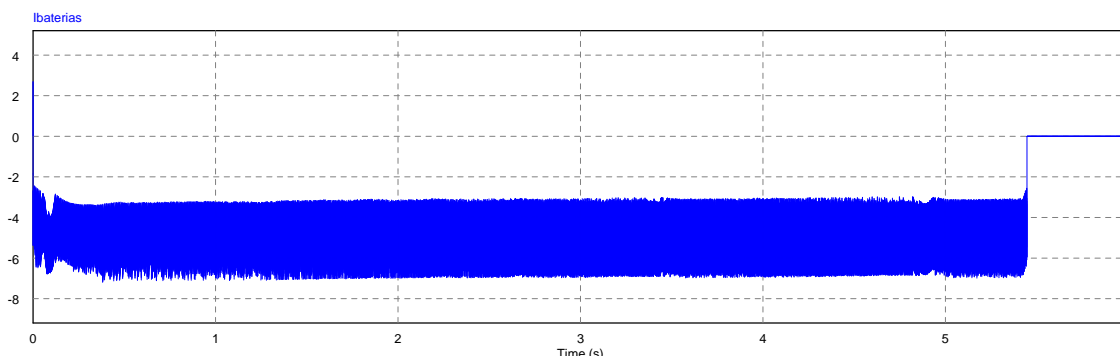


Figura 5.44: Perfil de descarga das baterias: Corrente nas Baterias

Comparando os resultados obtidos após a discretização com os apresentados na Secção 5.5 para a simulação contínua, verifica-se que o sistema continua a ter um comportamento tal como esperado. Assim, pode-se concluir que a discretização do sistema foi realizada com sucesso permitindo assim avançar para a implementação deste modelo na plataforma de controlo.

5.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as várias simulações feitas ao sistema dimensionado. Este trabalho representou uma fase importante do projeto uma vez que permitiu uma melhor compreensão tanto dos conversores como do controlo associado. Por outro lado, permitiu validar os dimensionamentos realizados como também prever algumas situações, a nível de funcionamento, que não tenham sido estudadas ou até mesmo pensadas durante uma fase mais teórica.

Concluindo, os resultados apresentados vão ao encontro do que era esperado teoricamente o que permitiu o avanço no projeto passando-se assim a uma fase de implementação do carregador propriamente dito.

Capítulo 6

Implementação e Resultados

Neste capítulo serão apresentados os componentes utilizados nas diversas montagens, assim como alguns dimensionamentos, Secção 6.1. Além disso, serão também apresentados os testes realizados e os resultados obtidos, Secção 6.2.

6.1 Implementação do Carregador

Para a implementação do carregador, tal como referido anteriormente, foram facultadas algumas montagens anteriormente realizadas [25], com o objetivo de dar continuidade a este trabalho. Mais especificamente, constam da placa de aquisição e condicionamento de sinal da rede (corrente e tensão), circuito de *drive* e isolamento dos sinais de comando com o respetivo módulo de IGBTs que implementa o conversor AC/DC. Apesar da sua montagem e dimensionamento não ter sido trabalho desenvolvido nesta dissertação, estes circuitos vão ser aqui explorados.

6.1.1 Plataforma de Controlo

Relativamente à plataforma de controlo, foi utilizado um DSP F28335 da Texas Instruments, Figura 6.1.

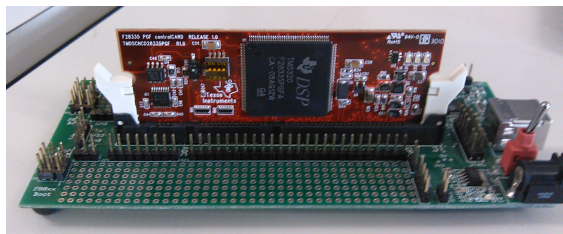


Figura 6.1: Plataforma de Controlo: DSP F28335

A escolha desta plataforma passou pelo facto de já ter sido utilizada anteriormente, permitindo assim aproveitar algumas funcionalidades já implementadas. Além disso, possui os periféricos necessários ao projeto, como por exemplo, saídas digitais, saídas/entradas específicas para PWMs

e ADCs. Por outro lado, tem a vantagem de poder ser programado pelo *Simulink* permitindo a reutilização de blocos implementados para efeitos de simulação. A um nível de características elétricas, os ADC apresentam uma resolução de 12 bits permitindo à entrada valores de tensão numa gama entre 0 a 3V. Quanto às saídas, o valor lógico 0 é representado por 0V, enquanto que o 1 corresponde a 3,3V. O número máximo de ADCs disponíveis é de 14 e 6 PWMs, existindo a possibilidade de para cada um dos PWMs gerar o seu complementar. Verifica-se então que esta plataforma apresenta características que a permitem utilizar neste carregador.

6.1.2 Circuitos de Potência

A implementação dos circuitos de potência consiste na construção de um conversor AC/DC e um DC/DC. A montagem já fornecida consiste num módulo de IGBTs da *SEMIKRON*, SK 25 GH 063. O módulo consiste numa ponte completa que admite uma tensão máxima de 600V e uma corrente até 30A.

Para o conversor DC/DC, apesar de serem necessários unicamente dois IGBTs foi utilizado um módulo igual ao do conversor AC/DC. Esta opção deveu-se ao facto de nos fornecedores da faculdade não haver módulos que implementem meias pontes, algo que implicaria que a sua encomenda não chegasse dentro do tempo disponível. Além disso, permitiu usar uma placa de *drivers* igual à do conversor AC/DC, projetada no trabalho [25]. A Figura 6.2 mostra o aspeto do módulo utilizado e o respetivo esquema de ligações.

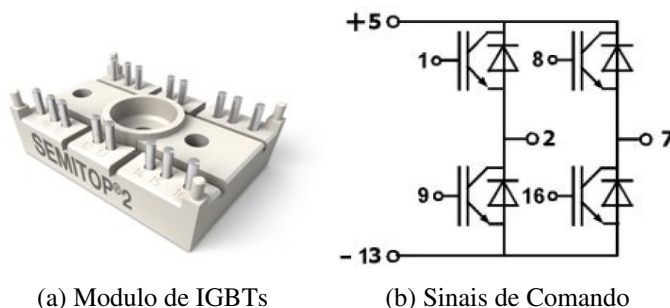


Figura 6.2: Módulo de IGBTs SK 25 GH 063

6.1.3 Circuitos de Isolamento e *Drive*

No controlo de semicondutores é necessário o envio de sinais de comando capazes de dar ordem de abertura e fecho destes. Daí surge a necessidade de utilizar um circuito de *drive* que assegure a entrega e o processamento correto desses sinais. Além disso, é necessário providenciar isolamento entre a parte de controlo e a parte de potência como medida de segurança tanto para o sistema como também para o utilizador. Para efeitos de isolamento dos sinais em PWM oriundos do DSP utilizou-se um opto acoplador por cada sinal, conferindo assim um isolamento ótico à plataforma de processamento. O integrado utilizado consiste num 6N136 com a montagem apresentada na Figura 6.3.

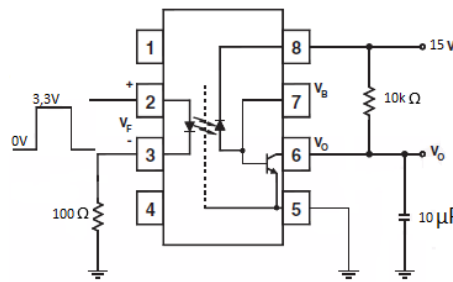


Figura 6.3: Circuito de Isolamento dos Sinais de Controlo

O circuito de *drive* é baseado no CI IR2110. Este integrado tem como finalidade o controlo de um braço ativo de uma ponte H, ou meias pontes, conferindo medidas de segurança, tais como, a introdução de um atraso nos sinais de comando garantindo que ambos os IGBTs não são fechados durante o mesmo período de tempo. Por outro lado, tem acessível o pino SD que permite desabilitar a ação do *drive*.

O circuito utilizado está representado na Figura 6.4. Este circuito recebe os sinais vindos dos 6N136 nos pinos 10, 11 e 12.

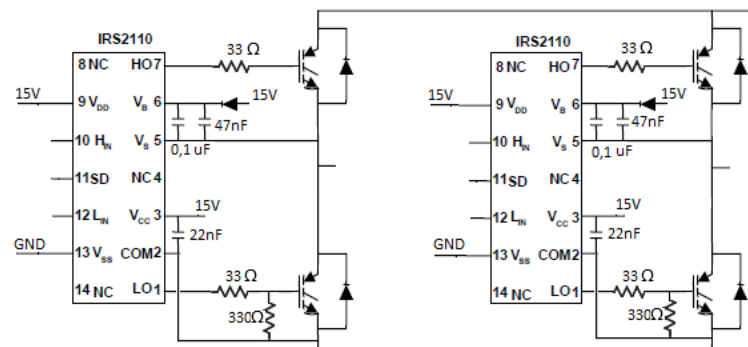


Figura 6.4: Circuito de Drive

Apesar deste circuito ter sido fornecido, sentiu-se a necessidade de realizar algumas alterações, nomeadamente, acrescentar uma resistência de 330Ω entre a base e a emissor dos IGBTs inferiores. Esta resistência tem como objetivo evitar comutações originárias de variações de tensão, atuando como uma resistência de *pull-down*.

6.1.4 Dissipador

Para o cálculo do dissipador é necessário em primeiro lugar calcular as perdas associadas a cada um dos semicondutores.

As perdas nos IGBTs dividem-se em perdas de condução e comutação e podem ser traduzidas pelas Equações 6.1 e 6.2, respetivamente.

$$P_{on} = V_{on_{max}} I_{av} \frac{t_{on}}{T_s} \quad (6.1)$$

$$P_c = \frac{1}{2} V_o I_{av} f_s (t_{rise} + t_{fall}) \quad (6.2)$$

Além dos IGBTs, também é necessário ter em conta as perdas nos díodos. Mais uma vez dividem-se em perdas de condução, Equação 6.3, e de comutação, Equação 6.4.

$$P_{on} = V_{FI_{max}} I_{av} \frac{t_{on}}{T_s} \quad (6.3)$$

$$P_c = \frac{1}{2} V_o I_{rr_{pk}} f_s t_{rr2} \quad (6.4)$$

Para o cálculo do dissipador do conversor AC/DC foi tido em conta que num mesmo instante as perdas associadas ao seu funcionamento são originárias apenas pela passagem de corrente em 4 semicondutores, ou seja, de 2 díodos e 2 IGBTs. Assim, o circuito térmico foi construído pela associação de dois braços ativos, Figura 6.5.

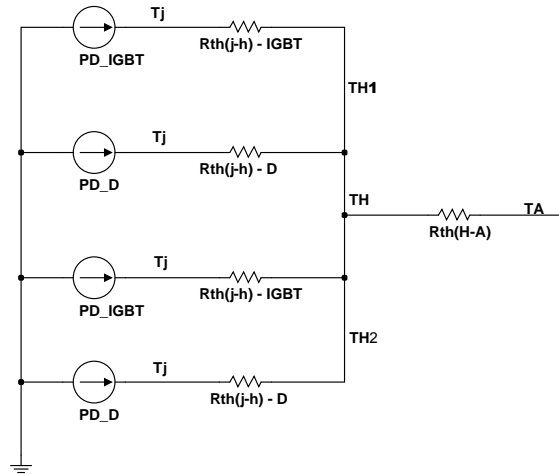


Figura 6.5: Circuito térmico: Conversor AC/DC

Para cada um dos IGBTs foram calculadas as perdas totais de 4,62W, enquanto para cada um dos díodos o resultado obtido é de 3,02W. No circuito térmico cada uma das fontes PD_IGBT tem um valor de 9,24W, correspondente a 2 IGBTs, enquanto cada PD_D tem 6,04W. A temperatura da junção considerada foi de 125°C e a ambiente 40°C. Para o cálculo da temperatura

no dissipador, T_H , foi considerado o valor máximo possível. Através da Equação 6.5 obteve-se um dissipador com uma resistência térmica igual a $1,93^\circ\text{C}/\text{W}$.

$$R_{th}(H-A) = \frac{T_H - T_A}{2PD_D + 2PD_{IGBT}} = \frac{99 - 40}{30,56} = 1,93^\circ\text{C}/\text{W} \quad (6.5)$$

Já para o conversor DC/DC, no cálculo das perdas foram tidos em conta os diferentes modos de funcionamento, tendo sido utilizado o pior caso. Assim, foram consideradas as perdas no modo elevador. Quanto ao circuito térmico, o do conversor DC/DC é mais simples quando comparado com o apresentado na Figura 6.5. Isto advém do facto de independentemente do modo de funcionamento, só estar a dissipar energia unicamente em 2 semicondutores. Na Figura 6.6 pode ser visto o circuito térmico utilizado no dimensionamento do dissipador.

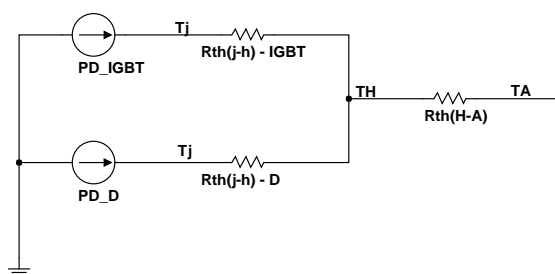


Figura 6.6: Circuito térmico: Conversor DC/DC

Considerando então as perdas nos IGBTs iguais a $PD_{IGBT} = 11,6\text{W}$ e nos díodos iguais a $PD_D = 5,31\text{W}$ obtém-se uma resistência térmica para o dissipador de $4,07^\circ\text{C}/\text{W}$, Equação 6.6. É de notar que o cálculo da temperatura do dissipador foi tido em conta o mesmo procedimento que no caso anterior.

$$R_{th}(H-A) = \frac{T_H - T_A}{PD_D + PD_{IGBT}} = \frac{108,76 - 40}{16,91} = 4,07^\circ\text{C}/\text{W} \quad (6.6)$$

Uma vez que se pretende uma solução mais compacta, foi considerada a hipótese de se utilizar um só dissipador para integrar ambos os conversores. Posto isto, o dissipador a usar deverá ter uma resistência térmica igual ou superior a $1,44^\circ\text{C}/\text{W}$.

6.1.5 Aquisição e Condicionamento

6.1.5.1 Aquisição

Para aquisição dos sinais do conversor foram utilizados sensores de tensão e corrente da *LEM Components*. A escolha destes sensores deveu-se à sua robustez, fiabilidade nas medições, baixos consumos e ao isolamento que conferem entre a medida e o sinal correspondente. Estes sensores baseiam-se no efeito de *Hall* que consiste em criar uma corrente à saída proporcional à leitura.

O sensor de tensão consiste num LV 25-P, apresentado na Figura 6.13. Na Figura 6.7a pode-se ver o aspeto do sensor, enquanto na Figura 6.7b é apresentado o circuito típico

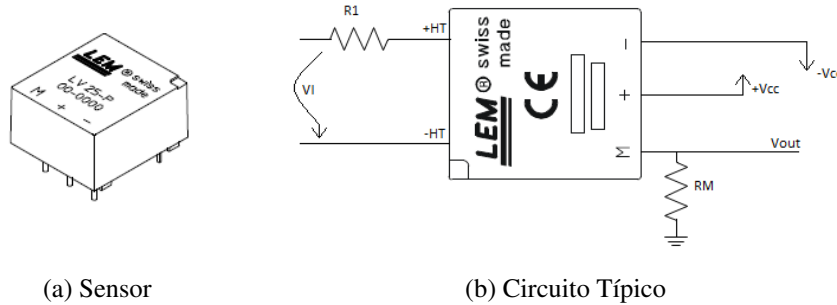


Figura 6.7: Sensor de Tensão

A leitura deste sensor é feita em corrente, sendo necessário dimensionar uma resistência, R_1 de forma a limitar a corrente máxima à entrada, que é $10mA$, aquando da leitura máxima pretendida, Equação 6.7.

$$R_1 = \frac{V_{I_{max}}}{10m} \quad (6.7)$$

Na saída, é obtida uma corrente igual à da entrada a menos de um fator de conversão de 2500 : 1000. Assim, é colocada uma resistência R_M de modo a obter uma leitura em tensão. O dimensionamento é feito de forma a se obter uma determinada tensão, V_{out} aquando da leitura máxima na entrada. Desta forma, o dimensionamento de R_M pode ser feito cumprindo a equação 6.8.

$$R_M = \frac{V_{out}}{10m \times 2,5} \quad (6.8)$$

Devido ao limites de leitura do ADC do micro controlador, DSP F28335, V_{out} foi definido como sendo 3V.

Foram utilizados um total de 3 sensores, um para a leitura de tensão na rede, outro para o barramento DC e o último nas baterias. Os valores de resistências são apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Resistências utilizadas nos sensores de Tensão

Posição do Sensor	R_1 (Ω)	R_M (Ω)	Leitura Mínima (V)	Leitura Máxima (V)
Rede	33k	120	-3	3
Barramento DC	35k	120	0	3
Baterias	15k	120	0	3

Já os sensores de corrente não necessitam de dimensionamento de resistências para realizarem uma leitura ou para fornecerem um sinal em tensão. A Figura 6.8 mostra o sensor utilizado onde

os pinos de 1 a 4 correspondem, por esta ordem, a $+V_{cc}$, $-V_{cc}$, à saída e ao GND. O pino 5 e 6 são os pinos de leitura de corrente. Este sensor oferece na saída uma gama de tensões que variam entre $-4V$ a $+4V$, que correspondem ao limite mínimo e máximo de leitura respetivamente.

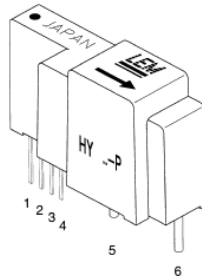


Figura 6.8: Sensor de Corrente

6.1.5.2 Condicionamento de Sinal

Adquiridos os sinais dos sensores de tensão e corrente é necessário adaptá-los à gama de valores aceites pelo DSP. Nesta secção serão mostrados os circuitos utilizados e montados para efeitos de condicionamento de sinal.

Tensão e Corrente na Rede

O primeiro circuito apresentado corresponde ao condicionamento do sinais do sensor de tensão na rede, que necessita de transformar a gama de valores de $-3V$ a $+3V$, saída do sensor, numa de $0V$ a $+3V$, aceite pelo DSP. O circuito utilizado para este efeito está representado na Figura 6.9.

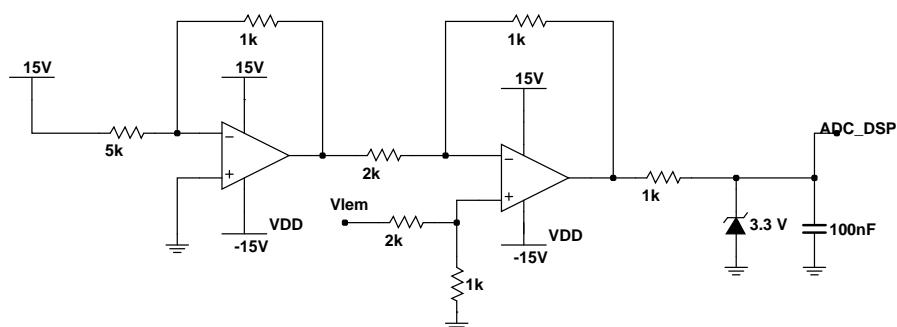


Figura 6.9: Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Tensão AC

Este circuito baseia-se em dois amplificadores operacionais, onde o primeiro impõe uma tensão de *offset* de $-3V$. O segundo amplificador é um circuito subtrator que transforma a gama de

$-3V$ a $+3V$ numa de $0V$ a $+6V$ que juntamente com o ganho de $0,5$ permite obter à saída um mínimo de $0V$ e um máximo de $+3V$.

Para a corrente na rede foi utilizado um LEM HY 5-P, que permite a leitura de correntes de $-5A$ a $+5A$. Desta leitura, resulta na saída do sensor uma gama de valores de $-4V$ a $+4V$. Analogamente ao circuito da Figura 6.9 foi utilizado um circuito que permitisse converter os sinais de $-4V$ a $+4V$ numa gama de $0V$ a $8V$ e posteriormente reduzir para de $0V$ a $3V$, Figura 6.10.

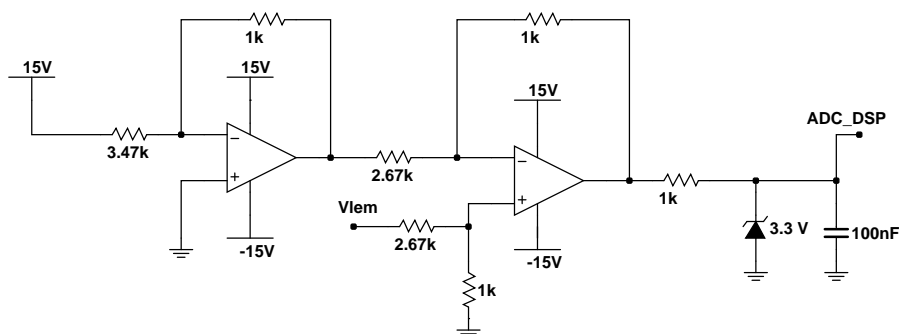


Figura 6.10: Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Corrente AC

Tensão e Corrente no Barramento DC

No Barramento DC foi adicionada a leitura dos sinais de tensão e de corrente. Uma vez que os valores de tensão obtidos são unicamente positivos e o sensor de tensão foi dimensionado para um máximo de tensão à saída de $3V$, o circuito de aquisição é constituído unicamente por um seguidor de tensão que garante alguma proteção ao DSP, Figura 6.11.

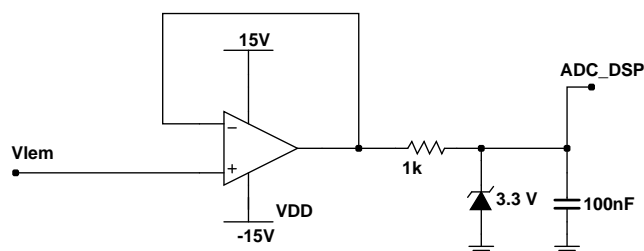


Figura 6.11: Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Tensão DC

Para a aquisição da corrente no Barramento, foi utilizado um sensor de tensão HY-15p. Apesar de suportar uma gama maior de valores de corrente na entrada, o circuito de condicionamento de sinal utilizado é igual ao da corrente AC, Figura 6.10.

Tensão e Corrente nas Baterias

Como a tensão nas baterias também é sempre positiva, foi utilizado um circuito de condicionamento igual ao apresentado na Figura 6.11.

Quanto à corrente, foi utilizado um sensor HY-10P, que permite a leitura de correntes entre os $-10A$ a $+10A$. Uma vez que a corrente máxima e mínima esperada é de $-5A$ e $+5A$, respectivamente, o circuito de condicionamento foi dimensionado para valores à saída do sensor entre $-2V$ e $+2V$. Esta alteração deve-se ao facto de a leitura deste sensor ser crucial para o controlo de corrente. Este circuito fica responsável por uma transformação dos valores à saída do sensor para uma gama de $0V$ a $+4V$ seguida de uma redução para de $0V$ a $+3V$. O circuito de condicionamento está representado na Figura 6.12.

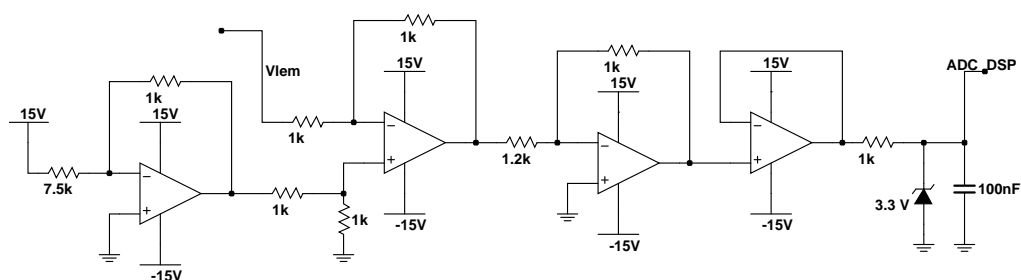


Figura 6.12: Circuito de Condicionamento de Sinal do Sensor de Corrente nas Baterias

6.1.6 Circuitos de Proteção

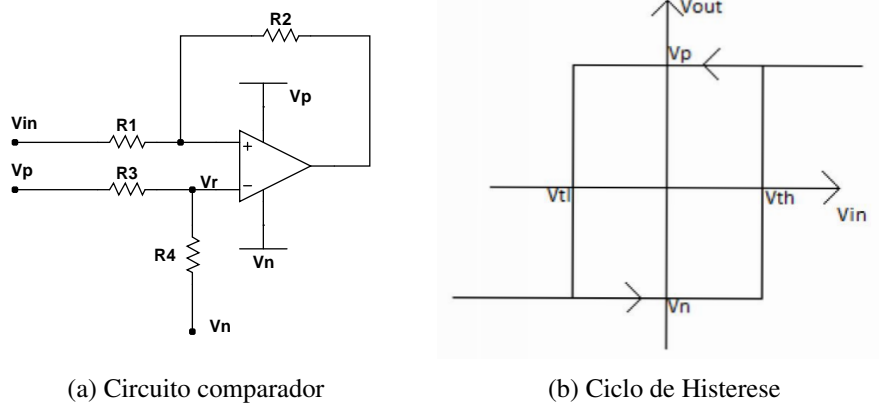
Para um manuseamento mais seguro do sistema e maior durabilidade dos componentes, foram introduzidos mecanismos de proteção contra curto-circuitos e sobretensões. Estas proteções pretendem supervisionar a tensão e corrente na rede, no barramento DC e nas baterias.

Estes circuitos são baseados na utilização de comparadores de histerese e *flip-flops* que permitem adicionar memória ao sistema, mantendo um estado de alerta ativo até ser contrariado pelo utilizador. Na Figura 6.13a é apresentado o esquema do circuito do comparador com histerese utilizado nas proteções.

Para o dimensionamento do circuito comparador foi utilizada a Expressão 6.9 que permite o cálculo das resistências R_1 e R_2 , enquanto a Expressão 6.10 permitiu o cálculo da referência. Para um sistema mais modular, a resistência R_4 foi substituída por um potenciômetro, permitindo ajustar a referência para qualquer valor pretendido.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_P - V_N} \quad (6.9)$$

$$V_R = \frac{V_{TH} + V_L \frac{R_1}{R_2}}{\frac{R_1}{R_2} + 1} \quad (6.10)$$



(a) Circuito comparador

(b) Ciclo de Histerese

Figura 6.13: Comparador com Histerese

Quanto ao *flip-flop* foi escolhido um do tipo RS. A escolha baseou-se no facto da sua implementação ser simples, bastando para isso utilizar unicamente duas portas NOR, tal como apresentado na Figura 6.14. Este *flip-flop* contém duas entradas (*Set* e *Reset*) e duas saídas, negadas entre elas. Na Tabela 6.2 são enumeradas todas as combinações possíveis para as variáveis, ou seja, a tabela de verdade.

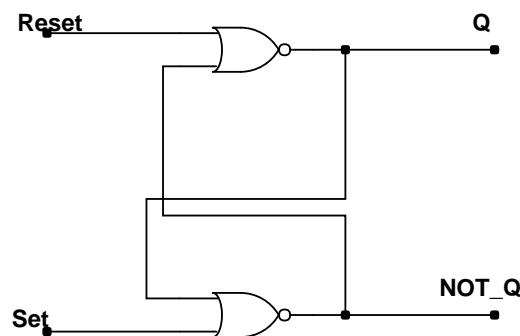
Figura 6.14: *Flip-Flop* tipo RS

Tabela 6.2: Tabela de verdade

<i>Set</i>	<i>Reset</i>	<i>Q</i>	<i>Not Q</i>
0	0	Q ant.	Not Q ant.
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Proteções AC

As proteções AC são constituídas por um conjunto de 4 comparados, 2 para o sinal em tensão e 2 para o de corrente. A existência de 2 comparadores para cada uma das variáveis é devida ao

facto dos sinais à saída dos sensores serem bipolares. Na Figura 6.15 pode ser visto o circuito de comparadores utilizado para a tensão, sendo igual para o caso da corrente.

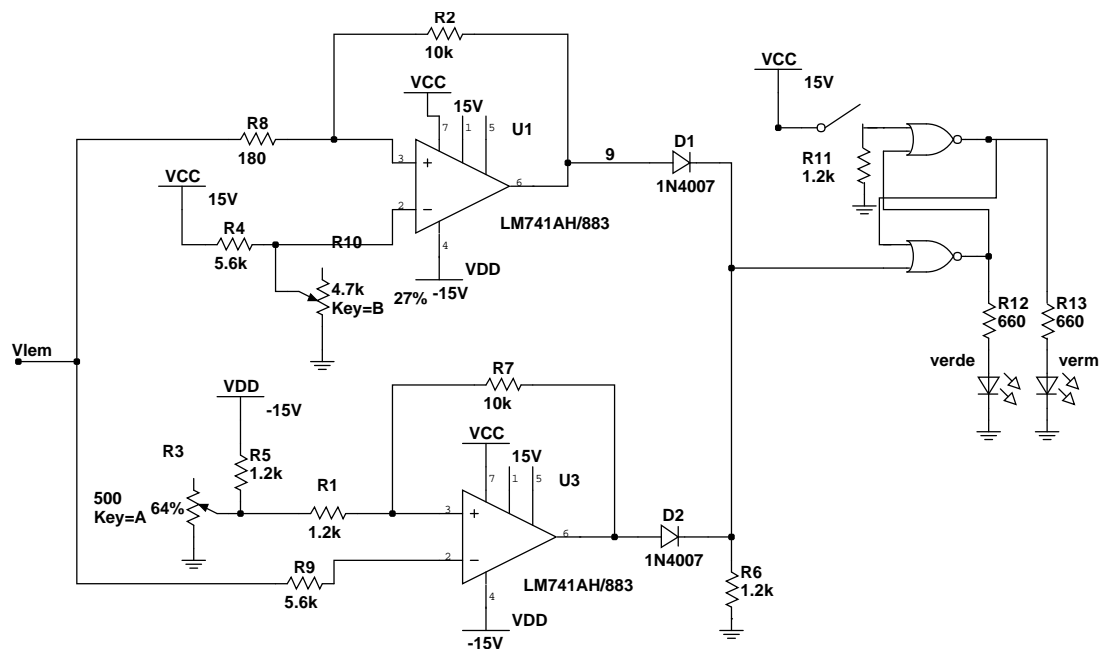


Figura 6.15: Circuito de Proteção AC

O princípio das proteções AC está representado na Figura 6.16. Como se pode ver, as saídas dos *Flip-Flops* são ligadas a uma porta OR, de forma a que quando uma das proteções é ativada é desencadeado o processo. A saída da porta OR é negada a partir de uma porta NOR de forma a ligar ao circuito de isolamento. A atuação destas proteções são a nível dos IR2110 através do pino SD, que permite a inibição dos sinais de comando.

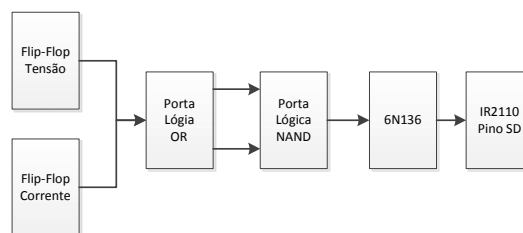


Figura 6.16: Proteção AC - Diagrama de Blocos

Proteções DC

As proteções DC aparecem tanto ao nível do barramento DC como das baterias. Neste caso só as saídas dos sensores de corrente é que apresentam um sinal bipolar. Para isso, foi adicionado um retificador de precisão que permite retificar o sinal e utilizar um único comparador para a corrente. A Figura 6.17 mostra o circuito dos comparadores utilizado.

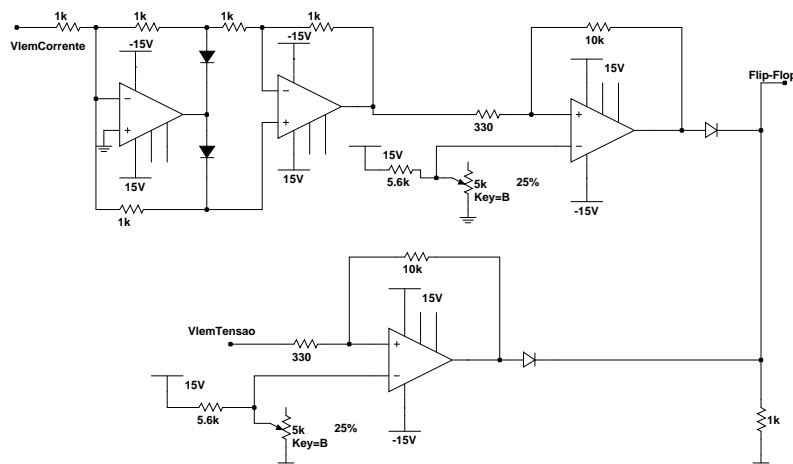


Figura 6.17: Circuito de Proteção DC

Além da atuação nos IRs, inibição dos sinais de controle, foi colocado em paralelo com o barramento DC, ou baterias, um tiristor, BT151, e em série um fusível e um contactor. Assim, sempre que os valores da medida de tensão ou corrente ultrapassarem o valor de referência, é enviado um sinal de comando fazendo um curto circuito ao sistema pelo tiristor, ativando o fusível e dada ordem ao contactor para abrir a ligação. A Figura 6.18 mostra o diagrama de blocos representativo das proteções DC.

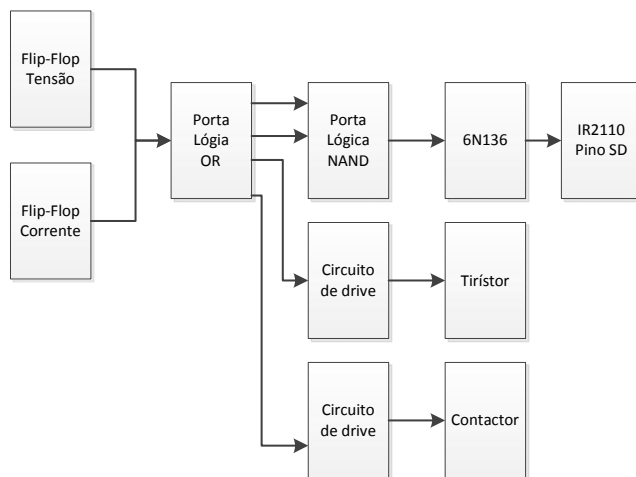
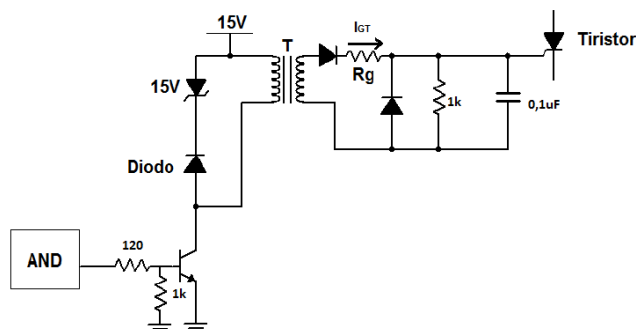


Figura 6.18: Proteção DC - Diagrama de Blocos

Para o tiristor foi dimensionado e implementado o circuito de *drive*, Figura 6.19. O circuito consiste num transformador de impulsos que entrega o sinal de comando na *gate* do ttristor. Do lado do primário do transformador colocou-se um diodo de *zener* e um diodo em paralelo para permitir obter uma corrente média nula.

Figura 6.19: Circuito de *Drive* do Tiristor

Os transformadores de impulso são caracterizados pela curva V_t , que consiste numa restrição da quantidade de tensão em função do tempo. Neste caso, a característica V_t é igual a $300\mu V.s$. Uma vez que a alimentação utilizada é de 15V apenas se pode ativar o transformador durante $20\mu s$. Para garantir que esta restrição não é ultrapassada, foi dimensionado um circuito temporizador, que juntamente com uma porta lógica AND recebe o sinal dos *Flip-Flops*, limita a duração dos impulsos. Este circuito temporizador é constituído por um NE555 com a montagem da Figura 6.20.

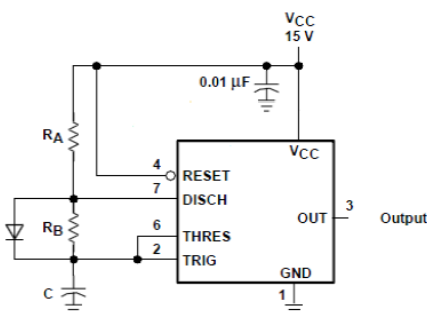


Figura 6.20: Circuito Temporizador

Os impulsos gerados na saída deste circuito dependem do tempo de carga e descarga do condensador C , através da resistência R_A e R_B respetivamente. O díodo em paralelo com a resistência R_B serve para se obter valores de *duty-cycle* superior a 50%. Assim, para garantir o cumprimento da característica V_t do transformador, o valor das resistências utilizado foi $1,3k\Omega$ e um condensador de $22nF$.

Para o contactor o circuito foi também construído um outro circuito de *drive*, Figura 6.21. Este circuito é constituído por um MOC3010 que consiste num foto-triac que confere isolamento entre os comandos de controlo e o respetivo circuito de potência.

Pode ver-se que este programa está dividido em 6 subsistemas. A azul escuro está representada a aquisição, a cinza aparece o *soft-start*, a amarelo a sincronização com a rede, a laranja e verde o controlo dos conversores AC/DC e DC/DC, respetivamente. Por fim, dentro do subsistema a azul claro está a configuração dos sinais PWM. Para a ligação à plataforma de controlo é necessário adicionar um bloco onde estão definidas todas as configurações do DSP, bloco este denominado de "F28335 eZdsp". Além disso, é necessário definir também o tempo de ciclo do programa, que foi estipulado em 0,01 ms. Ao longo desta secção será mostrado, com maior detalhe, o interior de cada um dos subsistemas associados.

O subsistema aquisição é constituído pelo bloco ADC e pelas respetivas conversões dos sinais digitais em analógicos, Figura 6.23.

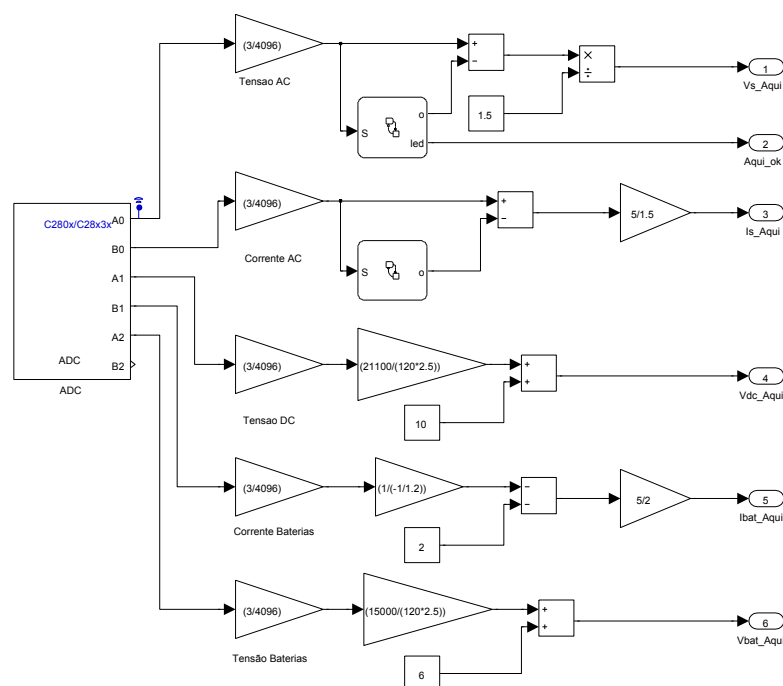


Figura 6.23: Bloco de Aquisição

Foi definido um total de seis ADCs sendo utilizados dois nas medidas de tensão e corrente na rede, dois para o barramento DC e 2 para as baterias. Todos estes valores são adquiridos simultaneamente e com uma periodicidade de 0,1 em 0,1 ms, permitindo atualizar todas as variáveis de entrada no mesmo instante. Nas leituras dos sensores da rede foi mantida a forma de conversão do valor digital em analógico, [25]. Esta transformação consiste na utilização de uma máquina de estados responsável por retirar o *offset* do circuito de aquisição e condicionamento. Este *offset* é calculado a partir de uma média de valores obtidos aquando do tempo de aquisição, tempo em que as variáveis de leitura estão todas a zero. Para as restantes variáveis foram adicionados ganhos que permitem obter o valor da leitura a partir do valor digital obtido pelos ADCs.

O segundo subsistema apresentado consiste no *soft-start*, Figura 6.24. Este subsistema tem como objetivo prever qualquer um dos estados de funcionamento possíveis para o carregador e

garantir que todos os procedimentos para o ligar são realizados pela ordem correta. Além disso, tal como o nome sugere, permite um arranque suave, evitando assim possíveis picos de corrente no arranque do controlo.

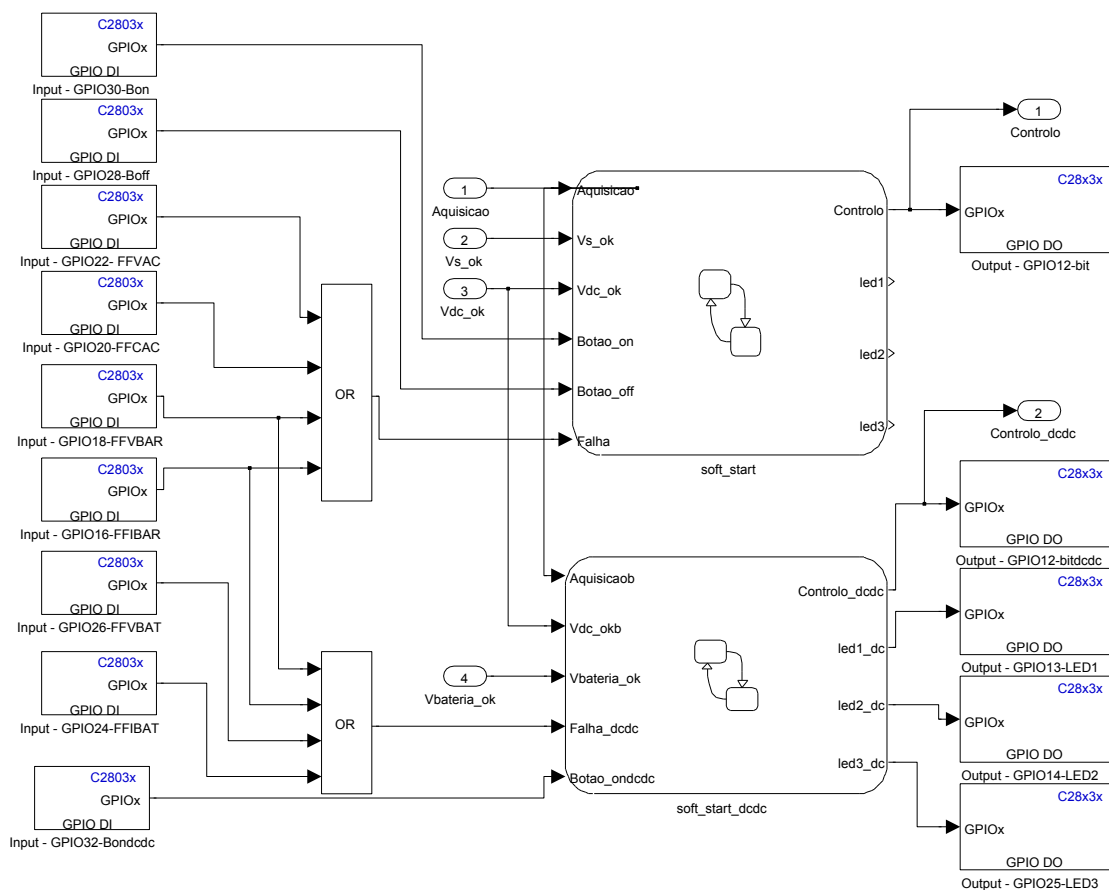


Figura 6.24: *Soft - Start*

Este subsistema é unicamente composto por variáveis booleanas. Quanto às saídas, estas são compostas por uma ordem de ativação do controlo de cada um dos conversores e um *bit* que é enviado para os IRs que permite a inibição dos sinais de comando por *software*. Além disso, foram adicionadas portas digitais com o intuito de confirmar o avanço da máquina de estados a partir de um conjunto de leds.

Na Figura 6.25 são apresentadas cada uma das máquinas de estados. Ambas são constituídas por um estado de falha, ativo a partir dos sinais recebidos dos *flip-flops*. Neste estado é também dada ordem de inibição dos IRs. Para o arranque do conversor AC/DC é em primeiro lugar verificado se o período de aquisição terminou, seguido da presença de tensão na rede. De seguida, espera-se pelo carregamento do Barramento DC ficando assim pronto para o arranque de controlo, início este indicado pelo utilizador. A respetiva máquina de estado está representada na Figura 6.25a. Já para o conversor DC/DC além de se esperar pela finalização do período de aquisição, é aguardado

o carregamento do barramento e a ligação às baterias, Figura 6.25b.

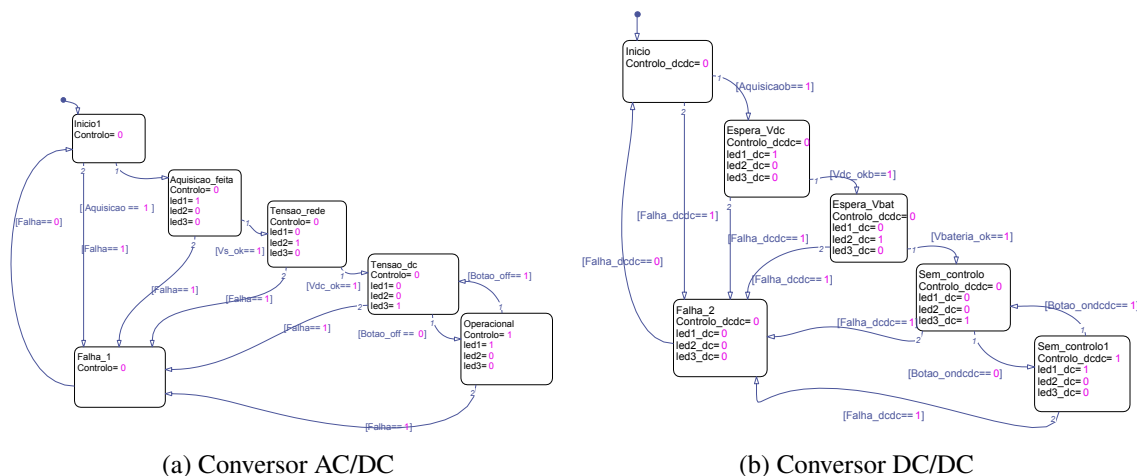


Figura 6.25: *Soft - Start*: Máquinas de Estados

Para o sincronismo, Figura 6.26, foi utilizado um bloco PLL discreto disponível na biblioteca do *simulink*, igual ao utilizado tanto na simulação discreta assim como no trabalho anterior. Quanto às configurações foram mantidas as estabelecidas por defeito pelo bom desempenho demonstrado nas referências anteriores.

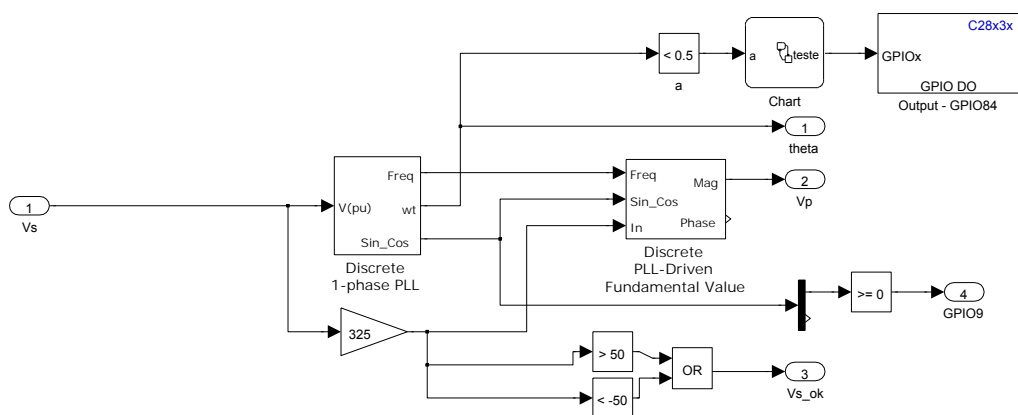


Figura 6.26: Bloco de sincronismo com a rede

De seguida, Figura 6.27a, é apresentado o bloco responsável pelo controlo do conversor AC/DC, enquanto na Figura 6.27b, aparece o do conversor DC/DC. Ambos os blocos vão de encontro com os implementados na simulação discreta, sendo mantidos os ganhos calculados após discretização do modelo. Apenas foi adicionada uma nova funcionalidade que consiste em fazer *reset* aos integradores sempre que o bloco é ativo, permitindo assim reiniciar sempre o controlo sem quaisquer contrapartidas.

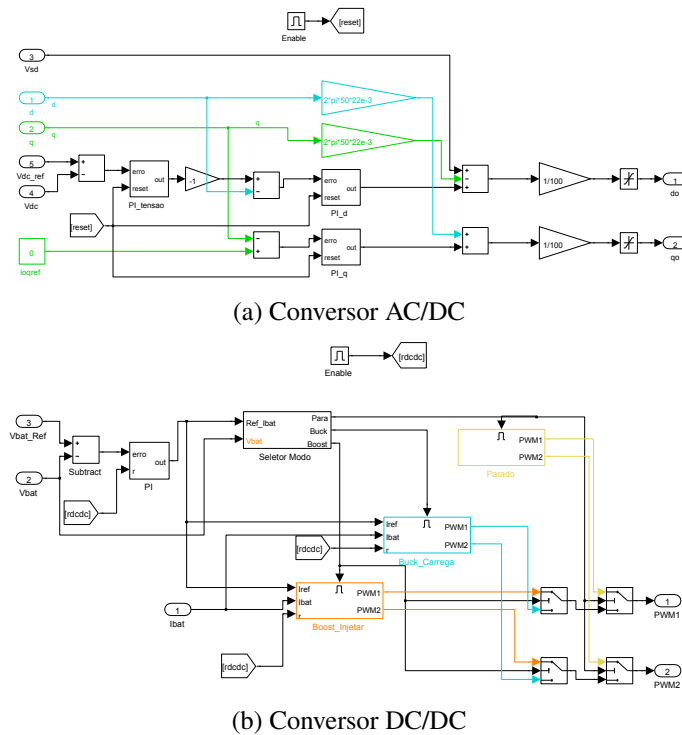


Figura 6.27: Subsistemas de Controlo

Por fim, o subsistema PWM, representado na Figura 6.28, é responsável por definir os PWMs a utilizar no controlo dos IGBTs. Foram adicionados três blocos ePWM em que cada um gera dois sinais desfasados 180° entre si perfazendo então um total de seis PWMs. Para o conversor AC/DC são utilizados um total de quatro PWMs, com uma frequência igual a 5 kHz . Relativamente ao simulado, esta frequência foi reduzida não só pelo facto de já ser a utilizada anteriormente, também porque a bobina do filtro montada ser de 22 mH , cerca do dobro do valor dimensionado.

Já para o conversor DC/DC foi definido unicamente um PWM, contrariamente ao que seria expectável. Isto deve-se ao facto de os *drivers* utilizados necessitarem de terem sempre sinais complementares na entrada para permitir o seu funcionamento.

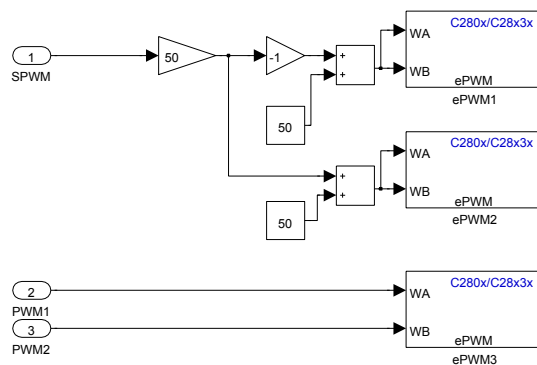


Figura 6.28: Subsistema PWM

Apesar dos *drivers* utilizados já o permitirem, foi adicionado por *software* um tempo morto para a comutação dos transístores. A necessidade da definição deste tempo advém do facto de um IGBT perante um sinal de controlo não responder instantaneamente ao comando de abertura e fecho. Assim, garante-se a não ocorrência de curtos-circuitos, evitando a danificação de componentes. Na definição do tempo morto, foi utilizado o mesmo princípio utilizado em [25] que consiste na soma dos tempos de comutação do IGBT com adição de uma pequena margem de segurança.

6.2 Testes e Resultados

Antes de iniciar testes no sistema com o novo modo de controlo, foram verificados alguns sinais vitais. Em primeiro lugar, foi construída uma pequena máquina de estados para validar o funcionamento do bloco PLL, responsável pela sincronização com a rede.

Este teste usa uma porta lógica que alterna o seu valor sempre que a fase na rede é igual a zero. Na Figura 6.29 pode ser visto o resultado deste teste, permitindo validar o funcionamento do bloco de sincronismo.

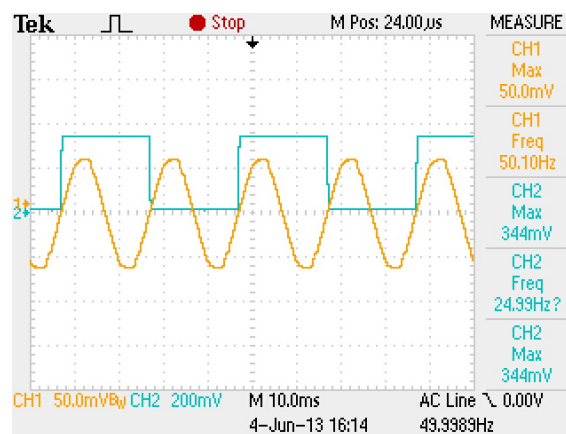


Figura 6.29: Teste ao subsistema Sincronismo CH1: Sinal do LEM de Tensão CH2:Saída Digital

Para que se inicie o controlo, tanto do AC/DC como do DC/DC, com algumas garantias de segurança, foi necessário verificar se o tempo morto definido era cumprido. Assim, foram visualizadas os PWMs à saída do DSP utilizados no controlo do conversor DC/DC. Na Figura 6.30 pode ser visto este tempo morto.

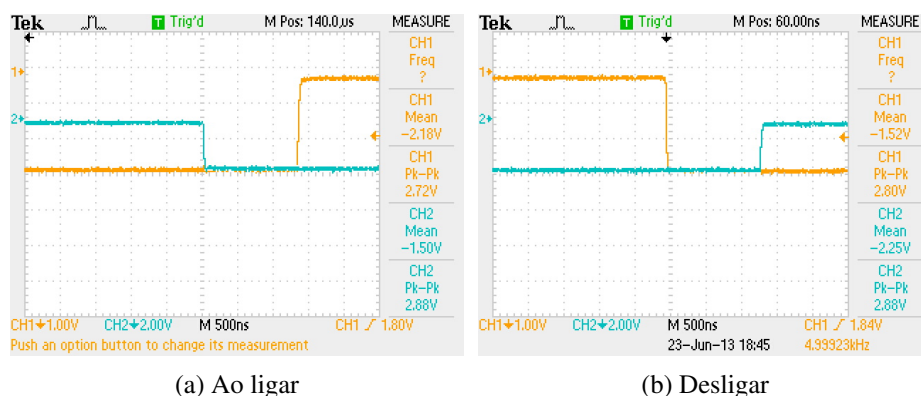


Figura 6.30: Tempo Morto dos Sinais em PWM

Na Figura 6.30, está representado o sinal em PWM à saída do DSP invertido através do osciloscópio. Esta inversão foi feita por forma a tornar mais evidente o tempo morto facilitando a sua interpretação. Uma vez que os IGBTs escolhidos demoram cerca de $0,07 \mu s$ a fechar e $0,23 \mu s$ a abrir verifica-se, através das Figuras 6.30a e 6.30b, que o tempo morto definido ($1,33 \mu s$) é suficiente.

Para a realização dos testes aos conversores, o barramento DC foi carregado através de um circuito auxiliar. Este circuito é constituído por um auto-transformador, ligado a uma ponte de díodos que permite carregar o barramento até um valor desejado, acima do valor de pico da rede. Assim, permite o teste do conversor a baixa potência sem necessidade de criar um circuito de pré-carga.

Numa primeira fase, foram testados os conversores em separado, com uma potência mais baixa em relação ao dimensionado. O transformador que liga o conversor AC/DC à rede foi substituído por um que converte $230 V$ eficazes em $50 V$. Para o barramento DC foi estabelecida uma tensão igual $100 V$.

6.2.1 Conversor AC/DC

Nos testes do conversor AC/DC o barramento DC foi carregado a uma tensão igual a $80 V$ tendo sido definido no controlo uma referência igual a $100 V$. Além disso, o controlo foi limitado a $1 A$ na rede sendo posteriormente alargado, de forma gradual, até $3 A$. Como carga foi utilizado uma resistência igual a 100Ω .

Na Figura 6.31 é apresentado o resultado do teste ao conversor para uma referência de corrente igual a $1 A$.

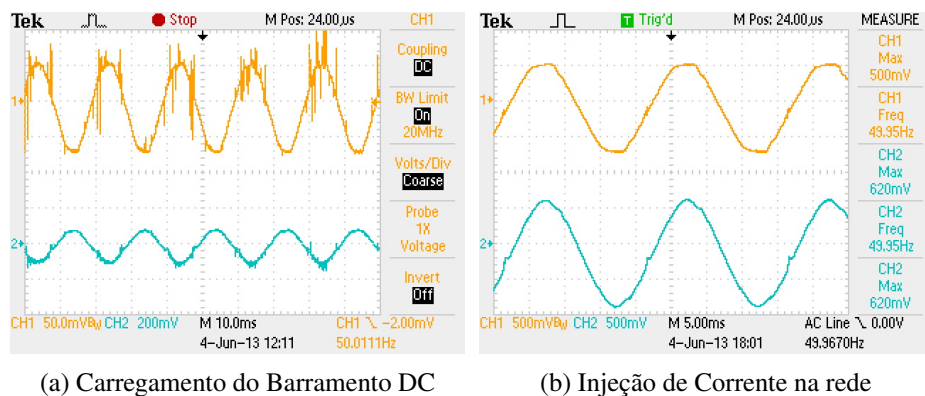


Figura 6.31: Teste ao Conversor AC/DC: Referência de corrente 1 A CH1: Leitura do Sensor de Tensão CH2: Leitura do Sensor de Corrente

A Figura 6.31a mostra o carregamento do barramento DC com uma corrente de 1 A. É notório o efeito da comutação dos IGBTs presentes no conversor, pois as formas de onda resultantes da leitura dos sensores são acompanhadas de algum ruído. É importante referir que estas leituras estão afetadas por uma atenuação de 10x, presentes nas pontas do osciloscópio utilizadas. Já no caso da Figura 6.31b está apresentada a injeção de corrente na rede, mais propriamente 1 A.

De seguida, Figura 6.32, é apresentado o resultado do teste ao conversor para uma referência de corrente igual a 2 A.

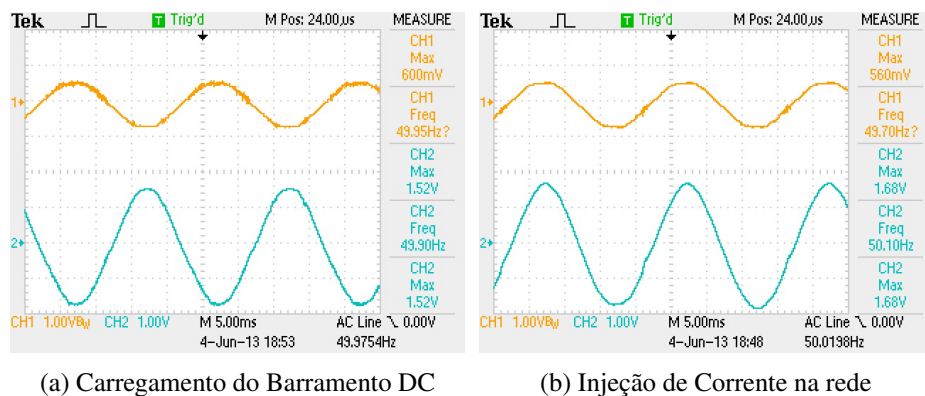


Figura 6.32: Teste ao Conversor AC/DC: Referência de corrente 2 A CH1: Leitura do Sensor de Tensão CH2: Leitura do Sensor de Corrente

Na Figura 6.32a aparece o carregamento do barramento DC enquanto que para a injeção de energia na rede aparece na Figura 6.32b.

Como se pode ver, as formas de onda apresentadas são idênticas às obtidas para a referência de 1 A, mudando apenas a intensidade. Confrontando estes resultados com os obtidos em simulação, pode-se confirmar o bom desempenho do controlo de corrente. Para uma análise mais profunda, foi analisado o espectro de harmónicos da corrente produzida, utilizando para isso a ferramenta de cálculo FFT presente no osciloscópio. A Figura 6.33 mostra o respetivo espectro para uma corrente igual a 2 A.

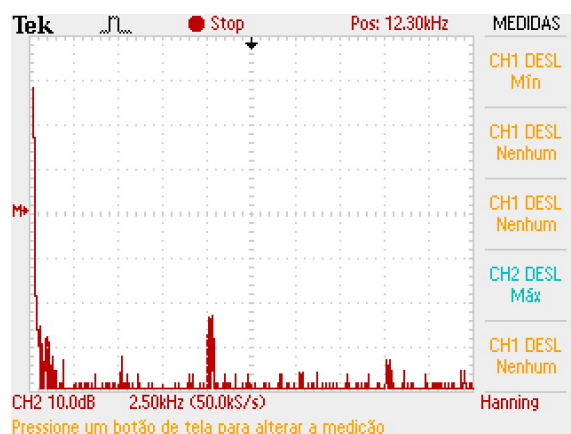


Figura 6.33: FFT da corrente de saída do inversor

Da análise da Figura 6.33 verifica-se, tal como acontecia na simulação, três zonas onde a concentração de conteúdo harmónico que são na frequência fundamental (50 Hz), frequência de comutação e duas vezes essa frequência (10 kHz e 20 kHz).

Para comprovar o funcionamento do controlo em tensão, o circuito de pré-carga era desligado assim que era dada ordem de arranque ao controlo do conversor. O resultado obtido, tal como expectável, consistia num aumento da tensão até um valor próximo de 100 V , mantendo-se constante.

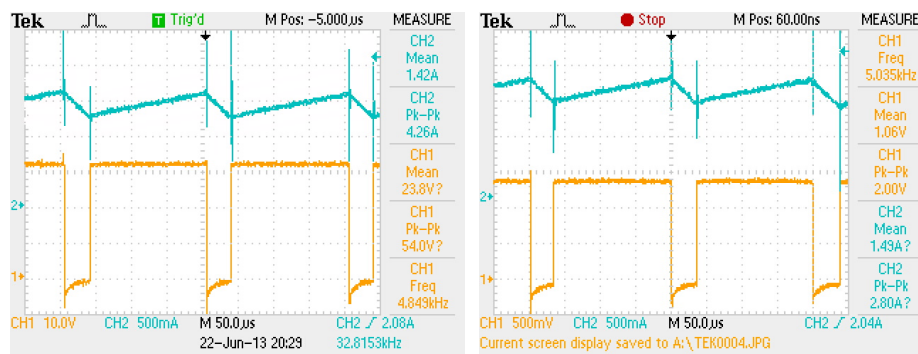
6.2.2 Conversor DC/DC

Nos testes do conversor DC/DC, para na saída se obter uma tensão estável, foram colocadas quatro células de baterias de *Nickel-Metal Hybride*, perfazendo uma tensão mínima de 56 V e uma máxima de 68 V . A escolha deste tipo deve-se ao facto de serem mais estáveis, comparativamente às escolhidas para o *pack* de baterias, podendo assim realizar os testes num ambiente mais seguro.

Para o teste do conversor DC/DC, em primeiro lugar foi realizado um teste em malha aberta, com o objetivo de confirmar o funcionamento do bloco de seleção de modo. Este teste consistia em dar uma referência de corrente, e através da fixação de um *duty cycle* verificar se os PWMs eram gerados, verificando então que o bloco era selecionado de acordo com o esperado. Face ao funcionamento deste bloco, passou-se aos testes da malha de corrente.

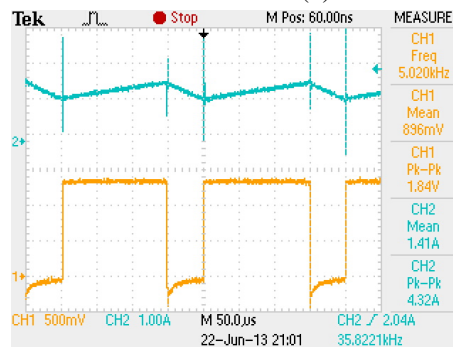
Numa primeira fase foi testado o modo Abaixador do conversor. Para isso, foi definida uma referência de 1 A para ser testada com vários valores de tensão no barramento DC, 80 V , 90 V e posteriormente 100 V .

Na Figura 6.34 mostram-se os resultados obtidos para uma referência de corrente igual a 1 A .



(a) Tensão no Barramento: 80 V

(b) Tensão no Barramento: 90 V



(c) Tensão no Barramento: 100 V

Figura 6.34: Teste ao Conversor DC/DC: Modo Abaixador CH1: Tensão aos terminais do IGBT inferior CH2: Corrente nas Baterias

Através destes resultados, verifica-se o funcionamento do controle de corrente, uma vez que para diferentes valores de tensão no barramento, obteve-se uma corrente idêntica nas baterias. Os picos encontrados na forma de onda da corrente são originários da comutação dos IGBTs. Para a redução deste ruído, foi baixada a frequência de comutação para 5 kHz, tal como se pode ver na Figura 6.34.

Após os testes ao modo Abaixador, foi testado o Elevador. Para isso, foi colocado em paralelo com o barramento DC uma resistência com o objetivo de dissipar a corrente enviada das baterias. Para comprovar o funcionamento da malha de corrente, o barramento DC era desligado instantes antes de iniciar o controle, devendo este subir novamente até um valor esperado, $V_{dc_{esp}}$. Os testes realizados ao modo Elevador são apresentados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Testes ao Conversor DC/DC: Modo Elevador

V_{bat} (V)	I_{ref} (A)	$R_{barramento}(\Omega)$	$V_{dc_{esp}}$ (V)
65	1	100	80
65	2	40	72
60	3	40	84

Na Figura 6.35 são apresentados os resultados obtidos para os testes descritos.

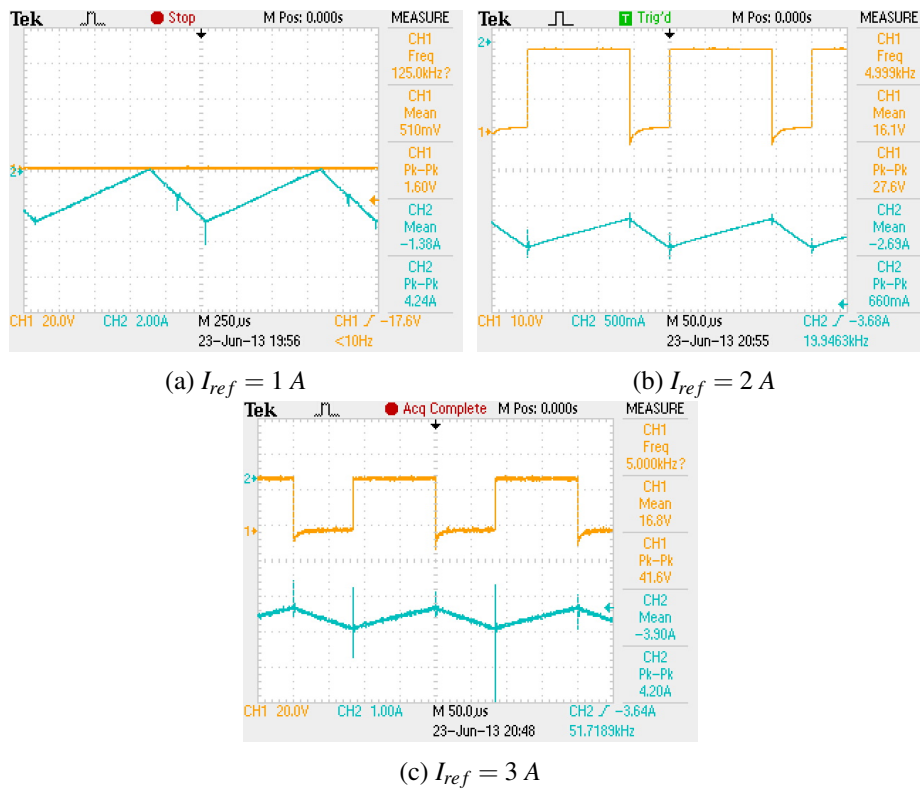


Figura 6.35: Teste ao Conversor DC/DC: Modo Elevador CH1: Tensão aos terminais do IGBT inferior CH2: Corrente nas Baterias

Pelos resultados obtidos, Figuras 6.35a, 6.35b e 6.35c pode-se ver que o conversor segue a referência definida no controlo, apesar de portar algum erro. Por outro lado, também se pode ver que à medida que se sobe o valor da referência de corrente, o *ripple* de corrente vai diminuindo, aproximando-se do dimensionado.

6.3 Conclusão

Ao longo deste capítulo foram apresentadas as várias montagens utilizadas para a implementação do carregador bidireccional. A utilização de algumas montagens já feitas em trabalhos anteriores mostrou-se por vezes como uma vantagem pelo facto de permitir reduzir o tempo necessário para a implementação do sistema. Apenas se sentiu a necessidade de testar novamente todos os circuitos e adaptá-los sempre que necessário ao novo sistema.

Relativamente aos resultados obtidos, as dificuldades na realização de alguns testes, impossibilitaram a realização de todos os pretendidos ou considerados necessários. Grande parte dos obstáculos tiveram origem no ruído criado nas medidas dos sensores de tensão e corrente, aquando da comutação dos IGBTs, provocando falsas leituras e ativando as proteções sem motivo justificável. Para o combate desse ruído, além de se baixar a frequência de comutação, foram colocados alguns filtros passa-baixo junto às entradas dos ADCs do DSP.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

Neste último capítulo serão apresentadas as principais conclusões, Secção 7.1, acerca do trabalho apresentado ao longo do relatório. Além disso, serão também apresentadas algumas propostas para possíveis trabalhos futuros, Secção 7.2.

7.1 Satisfação dos Objetivos

Esta dissertação apresenta uma proposta, para um sistema de alimentação a ser utilizado na conversão de um veículo com um motor a combustão interna num veículo elétrico, mais precisamente o *Renault Twingo*.

Este projeto inicia-se com um aspeto fulcral, não só para este caso, mas como para todos os veículos elétricos. Atualmente, um dos impedimentos à mudança para estes veículos prende-se com o sistema de armazenamento de energia. Tipicamente, os *packs* de baterias apresentam um elevado custo de aquisição para além de que as autonomias disponíveis nem sempre são as mais atrativas. Assim, foi feita uma análise dinâmica ao veículo de forma a que juntamente com um percurso *standard* fosse possível calcular as necessidades energéticas para o veículo, dimensionando assim de uma forma mais precisa o *pack* de baterias a utilizar.

Relativamente à topologia apresentada para o carregador, além do uso comum para o carregamento de baterias, é também proposto um conceito que tem vindo a ser alvo de vários estudos, designado por V2G. A ligação do veículo, a partir das nossas residências é um tema bastante complexo, uma vez que implicaria uma reorganização das redes de distribuição preparado-as para o aumento de consumo, provocado pelo carregamento dos veículos. Além disso, a injeção de energia na rede (V2G) pode apresentar-se como uma mais valia para a estabilização das redes de distribuição.

Estudada a topologia a utilizar, seguiu-se a simulação do sistema de carga. Esta fase do projeto foi fundamental para a validação dos dimensionamentos realizados assim como na afinação dos controladores lineares utilizados, permitindo mais tarde a sua discretização para posterior implementação na plataforma de controlo. Os programas de simulação escolhidos foram uma mais valia

na medida em que apresentavam ferramentas de cálculo automático de alguns indicadores de qualidade, como para o caso do PF e THD, que permitiam a validação do desempenho do controlador em função dos requisitos propostos.

Quanto à implementação, apesar de terem sido fornecidas algumas montagens, esta fase do projeto apresentou várias dificuldades. O desafio proposto foi então o dimensionamento do sistema de carga em função dos componentes já utilizados, em vez da sua escolha em função das necessidades impostas pelo dimensionamento. Além disso houve a necessidade de adicionar novas montagens, adaptando-as às anteriormente realizadas.

Na conclusão desta dissertação, verifica-se que no geral, todos os objetivos, apresentados no Capítulo 1 foram cumpridos. Relativamente à implementação, não foi possível realizar todos os testes pretendidos impedindo assim validar o funcionamento do sistema de carga completo. Esta impossibilidade deveu-se ao aparecimento de vários problemas não previstos, tendo sido o mais comum a presença de ruído eletromagnético provocado pela comutação dos IGBTs.

7.2 Trabalho Futuro

Uma vez que o objetivo inicial do projeto consistia no dimensionamento e implementação de um sistema de carga bidirecional, e face ao que foi apresentado ao longo deste relatório, foram levantadas as seguintes ordens de trabalho a serem realizadas futuramente:

- Construção de *pack* de baterias, de acordo com o dimensionado;
- Acoplamento dos conversores para testes ao carregador, seguido de um aumento da potência do sistema, para validar assim os dimensionamentos e simulações realizados;
- Construção de PCB com o objetivo de diminuir a dimensão do sistema e aumentar a robustez;
- Diminuir o valor da indutância utilizado para o filtro da rede, sem afetar a THD.

Anexo A

Montagem

Este anexo foi criado com o intuito de mostrar o aspeto geral da montagem do carregador, Figura A.1.

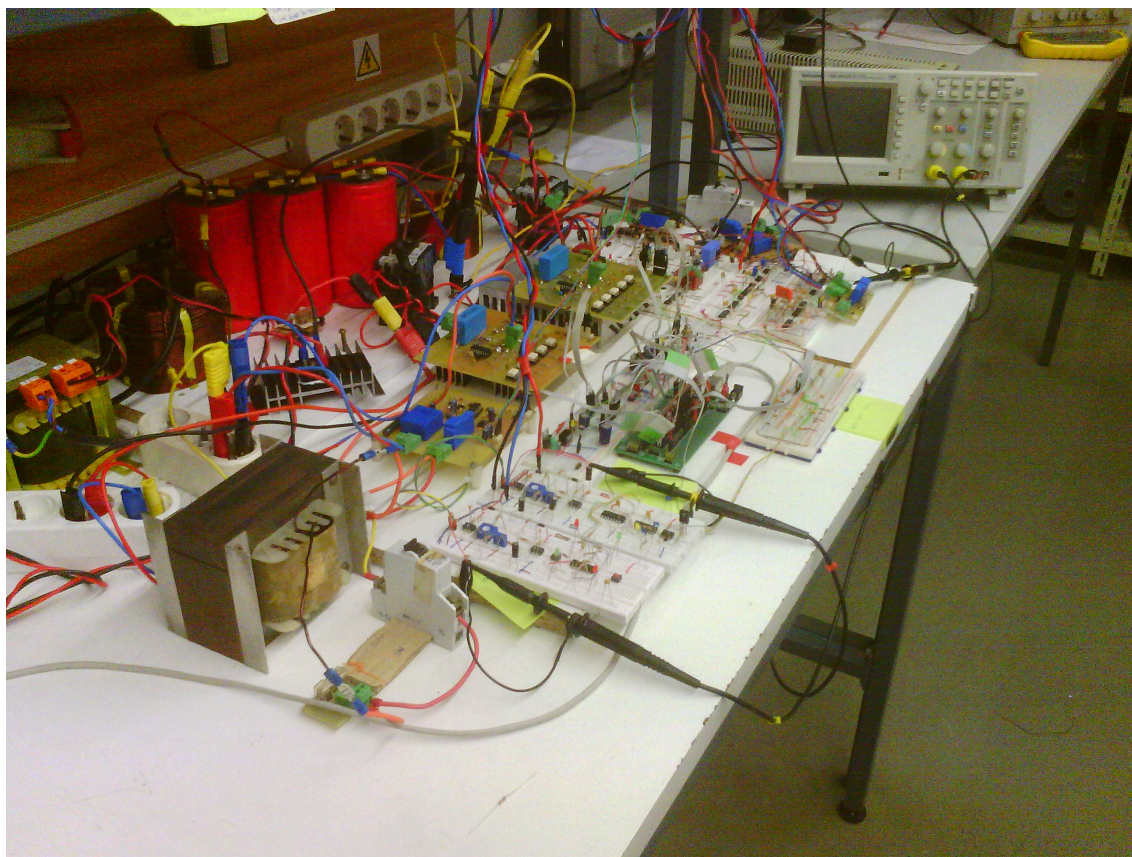


Figura A.1: Aspeto geral da Montagem do Carregador

Referências

- [1] A. Khaligh e Zhihao Li. Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 59(6):2806 –2814, july 2010.
- [2] I. Husain. *Electric and hybrid vehicles: design fundamentals*. CRC PressI Llc, 2010.
- [3] H. Chen, T. N. Cong, W. Yang, C. Tan, Y. Li, e Y. Ding. Progress in electrical energy storage system: A critical review. *Progress in Natural Science*, 19(3):291 – 312, 2009.
- [4] Nirmal-Kumar C. Nair e Niraj Garimella. Battery energy storage systems: Assessment for small-scale renewable energy integration. *Energy and Buildings*, 42(11):2124 – 2130, 2010.
- [5] M. Yilmaz e P. Krein. Review of battery charger topologies, charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP(99):1, 2012.
- [6] C.S. Wang, O.H. Stielau, e G.A. Covic. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 52(5):1308–1314, 2005.
- [7] O.C. Onar. *Bi-directional AC/DC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles with hybrid battery/ultra-capacitor energy storage systems*. Illinois Institute of Technology, 2010.
- [8] J.M. Choi, B.J. Byen, Y.J. Lee, D.H. Han, H.S. Kho, e G.H. Choe. Design of leakage inductance in resonant dc-dc converter for electric vehicle charger. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 48(11):4417–4420, 2012.
- [9] IEC. Iec 61851-1 ed2.0: Electric vehicle conductive charging system - part 1: General requirements, 2010.
- [10] M.H. Rassid. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. São Paulo: Makron, 1999.
- [11] Youngjong Ko, Kiwoo Park, Kyo-Beum Lee, e F. Blaabjerg. A new pll system using full order observer and pll system modeling in a single phase grid-connected inverter. Em *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, 2011 *IEEE 8th International Conference on*, páginas 803 –808, 30 2011-june 3 2011.
- [12] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, Z. Chen, e M. Liserre. Power converters and control of renewable energy systems. *ICPE (ISPE)*, páginas 2–20, 2004.

- [13] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, e P.C. Loh. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 153(5):750 –762, september 2006.
- [14] O. Hegazy, J. Van Mierlo, e P. Lataire. Control and analysis of an integrated bidirectional dc/ac and dc/dc converters for plug-in hybrid electric vehicle applications. *Journal of Power Electronics*, 11(4):408–417, 2011.
- [15] N.A. Rahim, J. Selvaraj, e Krismadinata. Hysteresis current control and sensorless MPPT for grid-connected photovoltaic systems. Em *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, páginas 572 –577, june 2007.
- [16] S. Samerchur, S. Premrudeepreechacharn, Y. Kumsuwun, e K. Higuchi. Power control of single-phase voltage source inverter for grid-connected photovoltaic systems. Em *Power Systems Conference and Exposition (PSCE), 2011 IEEE/PES*, páginas 1 –6, march 2011.
- [17] M. Daowd, N. Omar, P. van den Bossche, e J. Van Mierlo. Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, páginas 1 –7, sept. 2011.
- [18] M. Daowd, N. Omar, P. van den Bossche, e J. Van Mierlo. Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, páginas 1 –7, sept. 2011.
- [19] S.A. © RENAULT PORTUGAL. Renault, Abril 2013. URL: <http://www.renault.pt/gama/veiculos-de-passageiros/twingo/novo-twingo/apresentacao/index2.jsp>.
- [20] Carfolio.com. 2011 renault twingo dci 85, Maio 2013. URL: <http://www.carfolio.com/specifications/models/car/?car=260667>.
- [21] Edited by Dr. Seref Soyulu. *Electric Vehicles - Modelling and Simulations*. InTech, 2011.
- [22] Y. Gay S. E. Emadi A. Ehsani, M. Gao. *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*. CRC PRESS, 2005.
- [23] N. Mohan, T.M. Undeland, e W.P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Wiley John & Sons, Terceira edição, 2003.
- [24] Micah Ortuzar, Juan Dixon, e Jorge Moreno. Design, construction and performance of a buck-boost converter for an ultracapacitor-based auxiliary energy system for electric vehicles. Em *Industrial Electronics Society, 2003. IECON'03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 3, páginas 2889–2894. IEEE, 2003.
- [25] V. Sobrado. Vehicle to grid V2G: ligação à rede de veículos elétricos. Mestrado, FEUP, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2012.
- [26] Hyosung Kim e Kyoung-Hwan Kim. Filter design for grid connected PV inverters. Em *Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference on*, páginas 1070–1075. IEEE, 2008.